



FERNSEH

G.M.B.H.

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

2. BAND • HEFT 4 • JUNI 1942

Inhalt:

		Seite
Hermann Schuster	Tragbares Gerät zur Feldstärkemessung von Fernsehsendern	105
Hans Schramm	Filteranordnung zur Einseitenbandmodulation beim Fernsehen	108
Wolfgang Dillenburger	Die Praxis der Verstärkung breiter Frequenzbänder	115
Wolfgang Dillenburger	Die trägerfrequente Übertragung breiter Frequenzbänder	123
* * *	Erfinderische Mitarbeit im Rahmen der Fernseh G. m. b. H.	127

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 4

Juni 1942

Tragbares Gerät zur Feldstärkemessung von Fernsehsendern.

Von Hermann Schuster.

(Eingegangen am 20. September 1941)

Vor der Neueinrichtung einer drahtlosen Fernsehempfangsanlage ist es — vor allem in größeren Entfernungen vom Sender — von Wichtigkeit, die ungefähre Größe der dort herrschenden Empfangsfeldstärke zu wissen. Die üblichen Feldstärkemeßgeräte, bei denen der Mittelwert der Trägerwelle angezeigt wird, sind für Feldstärkemessungen von Fernsehsendern ungeeignet, da bei letzteren im Gegensatz zu den Rundfunksendern die Modulation nicht um einen Mittelwert der Trägerwelle schwankt, sondern die Trägerwellenamplitude von einem Bezugswert aus einseitig moduliert wird. Die am Empfangsort gemessene Feldstärke ist infolgedessen vom jeweils übertragenen Bildinhalt abhängig. Während der Programmpausen, die mit einem gewöhnlichen Feldstärkemeßgerät gar nicht festgestellt werden können, in denen nur die Synchronisierungsimpulse ausgesendet werden, beträgt die ausgestrahlte Sendeenergie und damit auch die Empfangsfeldstärke bei der deutschen Sendenorm beispielsweise nur 30 % der Feldstärke, welche bei Aussendung der hellsten Stellen eines Bildes vorhanden ist. Aus diesem Grunde wurde für die Messung bzw. zum Vergleich der Feldstärke von Fernsehsendungen ein Spezial-Feldstärkevergleichsgerät entwickelt, das im folgenden kurz beschrieben sei.

Es besteht aus Gründen der bequemerer Transportfähigkeit aus zwei tragbaren Einheiten, dem eigentlichen Meßgerät und dem dazu gehörenden Netzteil. Die äußeren Maße beider Einheiten sind $31 \times 41 \times 18,5$ cm, die Gewichte 9,5 bzw. 14 kg. Abb. 1 zeigt die beiden Einheiten im geschlossenen und Abb. 2 im Betriebszustand. Das eigentliche Meßgerät steht im Betriebszustand auf dem Netzgerät und ist durch zwei mehradrige Kabel mit diesem verbunden.

Das Gerät dient an sich zur Messung der Antennenspannung beliebiger Fernsehempfangsantennen. Bei Verwendung einer Antenne mit bekannten Eigenschaften und bekannter Dämpfung des Antennenkabels kann die Feldstärke am Empfangsort

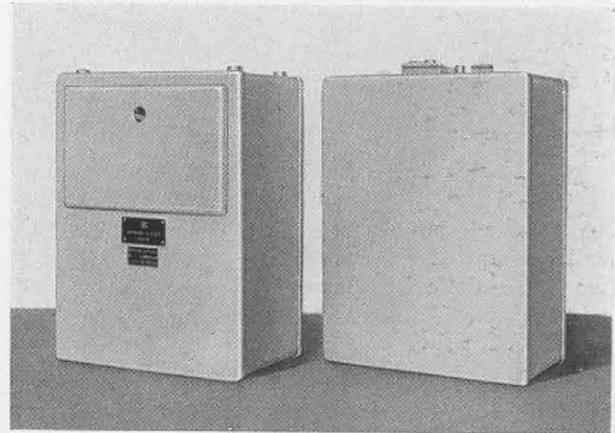


Abb. 1: Die beiden Einheiten des Meßgerätes im geschlossenen transportfertigen Zustand.

absolut gemessen werden. Werden Messungen an verschiedenen Orten mit ein und derselben Antenne gemacht, deren Eigenschaften nicht bekannt sind, so können damit die Feldstärken lediglich verglichen werden. Zur Messung wird das Oszillogramm auf dem Schirm einer Braunschen Röhre verwendet.

Das Gerät enthält einen hochempfindlichen, drahtlosen Bildempfänger, dessen Ausgangsspannung galvanisch, unsymmetrisch an eine Ablenkplatte

eines Oszillographenrohres gegeben wird, während an dessen anderem Ablenkplattenpaar eine symmetrische Kippspannung liegt, so daß auf dem Schirm

richter- und Niederfrequenzstufe. Der Verstärkungsgrad ist regelbar und geeicht. Die Verstärkung wird stets so eingeregelt, daß das Oszillogramm die durch Strichmarken festgelegte Größe erreicht. An die Niederfrequenzendstufe ist noch ein Amplitudensieb angeschlossen, das die für die Synchronisierung des Kippgerätes erforderlichen Impulse vom Bildinhalt abtrennt.

Zur Einstellung der Normalverstärkung, bei der die Eichung vorgenommen wurde, ist ferner ein Hilfsoszillator eingebaut, dessen Frequenz im Empfangsbereich liegt, und dessen Amplitude durch Anodenspannungsregelung auf einen Sollwert eingeregelt werden kann. Letzteres geschieht durch Messung des Gittergleichstromes des Hilfsoszillators. Der Verstärkungsgrad wird durch Verändern der Gittervorspannung der UKW-Vorstufe so einreguliert, daß bei der Eichstellung des Verstärkungsreglers beim Einschalten des Hilfsoszillators die auf die untere Strichmarke gestellte Oszillogramm-Null-Linie auf die obere Strichmarke springt. Vor jeder Messung ist die Einstellung auf die Normalverstärkung zu kontrollieren. Dadurch ist ein unbemerktes Nachlassen der Verstärkung durch Alterung der Röhren oder sonstigen Veränderungen, was eine Verringerung der Empfangsfeldstärke vortäuschen würde, ausgeschlossen.

Den inneren Aufbau zeigt Abb. 4. Links, teilweise in einem Abschirmzylinder, befindet sich die Braunsche Röhre. Der Schirm der Braunschen Röhre wird im Betriebszustand des Gerätes (s. Abb. 2) durch hochheben der Klappe auf der Oberseite des Gerätes sichtbar. Unter der Abschirmhaube, oben in der Mitte, befindet sich die UKW-Vorstufe und die Mischstufe. Daran anschließend von oben nach unten der Zwischenfrequenzverstärker, die Gleichrichter- und Endstufe. Ganz rechts oben liegt der Hilfsoszillator. Zwischen der Braunschen Röhre und dem Verstärker ist das Amplitudensieb sowie das symmetrische Kippgerät angeordnet.

Die Bedienungsseite zeigt Abb. 5. Links oben befindet sich die Antennenbuchse. Unter dem Meßinstrument, das die Hilfsoszillatoramplitude anzeigt,

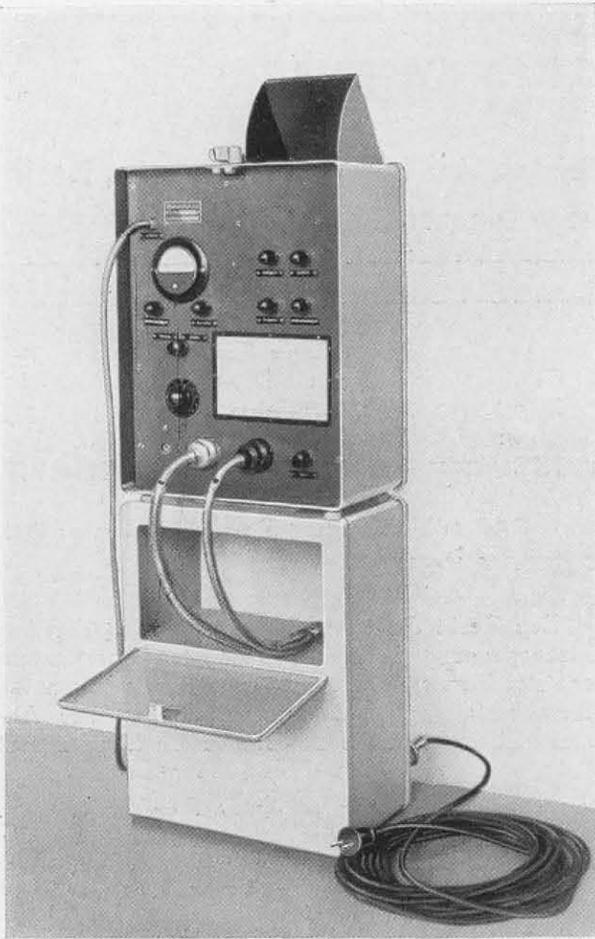


Abb. 2: Das Meßgerät im Betriebszustand.

des Oszillographenrohres ein normales Empfangsoszillogramm der Fernsehendung sichtbar wird. Das prinzipielle Schaltschema ist aus Abb. 3 ersichtlich. Der Antenneneingangswiderstand beträgt

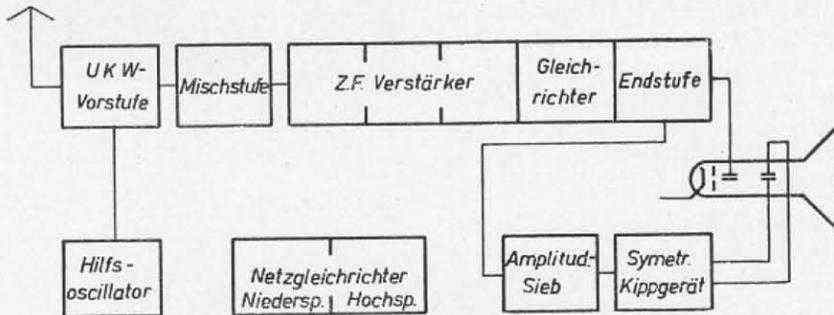


Abb. 3: Blockschema des Meßgerätes.

ca. 140 Ohm, so daß das Gerät an die üblichen 140-Ohm-Kabel angeschlossen werden kann.

Der Bildempfänger besteht aus UKW-Vorstufe, Mischstufe, drei Zwischenfrequenzstufen, Gleich-

finden sich die zur Einstellung der Normalverstärkung erforderlichen drei Bedienungsknöpfe. Mit dem Knopf „Messen—Eichen“ wird der Hilfsoszillator ein- bzw. ausgeschaltet. Die Knöpfe „Hilfs-

schwingung" und „Korrektur“ dienen zur Einstellung der Hilfsoszillatoramplitude und Normalverstärkung. Darunter befindet sich der geeichte Verstärkungsregler. Rechts daneben ist die dazu gehörige Eichkurve angebracht. Eingangsspannungen bis zu $50 \mu\text{V}$ können direkt auf der Eichkurve abgelesen, Spannungen von weniger als $50 \mu\text{V}$ bis etwa $20 \mu\text{V}$ können aus dem Verhältnis der abgelesenen Oszillogrammhöhe zur normalen Oszillogrammhöhe noch genügend genau geschätzt werden. Ueber der Eichkurve befinden sich die zur Braunschen Röhre ge-

liegender Modulation auf dem Schirm der Braunschen Röhre sichtbar sind. Der Knopf „Verschiebung“ dient zur Einstellung der Oszillogramm-Null-Linie auf die Strichmarke.

Der leere Raum im oberen Teil des Netzgerätes dient zur Aufnahme der Kabel sowie der Netzleitung. Das Gerät ist für 220 Volt Wechselstrom

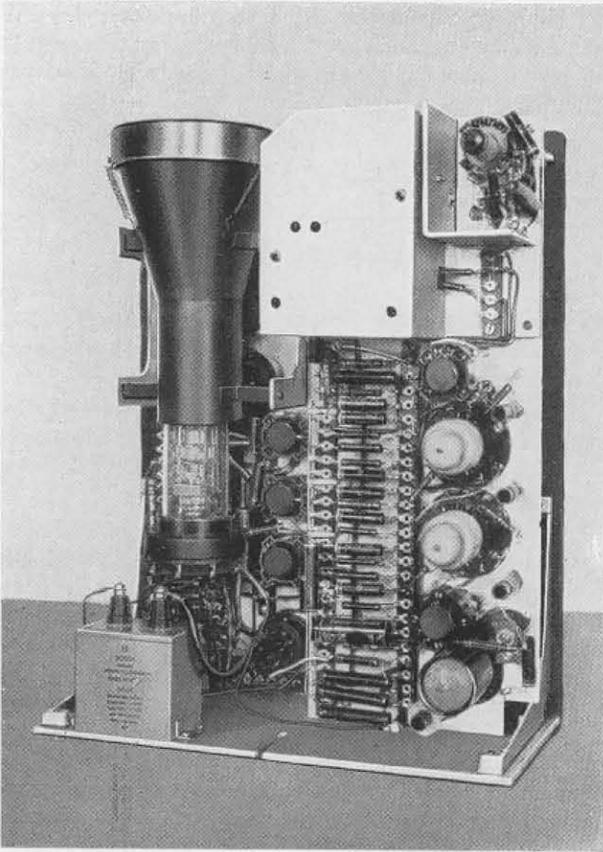


Abb. 4: Der innere Aufbau des Gerätes.
(Rückansicht bei abgehobenem Gehäuse.)

hörenden Bedienungsknöpfe „Helligkeit“, „Schärfe“, „Frequenz“ und „Verschiebung“. Mittels des Knopfes „Frequenz“ kann die Kippfrequenz in weiten Grenzen geregelt werden, so daß nach Belieben zwei, drei oder mehr Zeilenimpulse mit dazwischen-



Abb. 5: Ansicht der Bedienungsseite.

50 Perioden gebaut. Die Leistungsaufnahme beträgt ca. 90 Watt.

Zusammenfassung.

Es wird die Arbeitsweise sowie der innere Aufbau eines neuartigen Feldstärkevergleichsgerätes beschrieben, das insbesondere zur Untersuchung der Feldstärkeverhältnisse von Fernsehsendern dient und bei dem zur Messung das Oszillogramm auf dem Schirm einer Braunschen Röhre verwendet wird.

Filteranordnung zur Einseitenbandmodulation beim Fernsehen.

Von Hans Schramm.

(Eingegangen am 26. September 1941)

Einleitung.

Fernsehübertragungen verlangen bekanntlich außer Amplitudentreue auch Phasentreue. Da auf dem Kabelwege eine niederfrequente Uebertragung des gesamten Frequenzbandes (bei einem 441-Zeilenbild reicht dieses von 0 bis etwa 3 MHz) phasentreu nur mit großen Schwierigkeiten zu erhalten ist, moduliert man die Bildfrequenzen und Gleichlaufimpulse einer hochfrequenten Trägerschwingung auf und richtet am Empfangsort wieder gleich. Man erhält die doppelte Bandbreite, da ja zu beiden Seiten des Trägers das obere und untere Seitenband liegen. Damit erhöht sich die Dämpfung und es steigt wieder die Schwierigkeit des Dämpfungsausgleichs. Um nun die Dämpfung kleiner zu halten und auch den Dämpfungsausgleich leichter zu gestalten, ist man daher dazu übergegangen, statt beider Seitenbänder nur das untere für die Uebertragung zu benutzen.

Die Nyquist-Bedingung.

Zu einem einwandfreien Arbeiten bei Benutzung nur eines Seitenbandes sind bestimmte Vorschriften einzuhalten, die zuerst von H. Nyquist (1) untersucht wurden und in der Literatur unter dem Namen „Nyquist-Bedingung“ zusammengefaßt sind. Sie be-

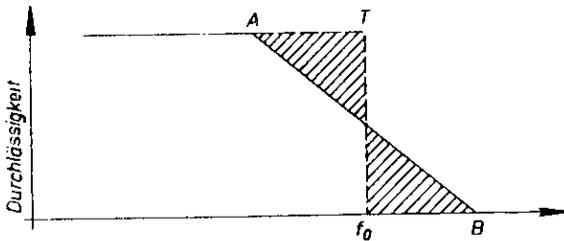


Abb. 1: Abschneidung des einen Seitenbandes bei Einseitenbandmodulation.

ruhen darauf, daß die Amplituden der tiefen Modulationsfrequenzen mit denen der hohen übereinstimmen müssen. Ein genaues, restloses Abschneiden des oberen Seitenbandes ist jedoch nicht zu verwirklichen. Wie die Praxis gezeigt hat, ist es am günstigsten, die Amplitude der Trägerwelle auf die Hälfte zu schwächen und die Nyquist-Bedingung sagt dann aus, daß erstens die beiden schraffierten Flächen (Abb. 1) kongruent sein müssen, zweitens die Gruppenlaufzeit über den gesamten Frequenzbereich konstant sein muß (2). Wie man im Folgenden sehen wird, sind die beiden Forderungen, erstens der verlangte Frequenzgang, zweitens die Konstanz der Laufzeit über den gesamten Frequenzbereich nicht durch ein einziges Filter zu erfüllen. Vielmehr muß man die Laufzeitverzerrung, die bei

dem ersten Teil des Nyquist-Filters — der den geforderten Frequenzgang liefert — auftritt, durch ein Ausgleichsfilter (Laufzeitverzerrungsglied) kompensieren.

Erster Teil des Nyquist-Filters.

Abb. 1, in welcher die Durchlässigkeit des Filters in Abhängigkeit von der Frequenz dargestellt ist, zeigt, wie das obere Seitenband abgeschnitten

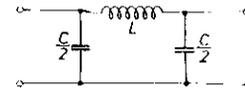


Abb. 2: Tiefpaßfilter.

werden muß, um der Nyquist-Bedingung zu genügen. Die Trägerfrequenz liegt in der Mitte des abfallenden Teiles bei T .

Der geforderte Verlauf der Durchlässigkeitskurve des Nyquist-Filters entspricht ganz allgemein der eines Tiefpaß-Filters, z. B. einer Drosselkette wie aus Abb. 2 und Abb. 3 hervorgeht.

Ein Vergleich der beiden Filterkurven (Abb. 1 und Abb. 3) läßt erkennen, daß der im Abfall des Tiefpasses vorhandene Wendepunkt zu hoch liegt, um der Nyquist-Bedingung genügen zu können. Zur Verschiebung des Wendepunktes in die Mitte des schrägen Teiles kann ein Zobelsches Endhalbglied (3) verwendet werden, dessen Unendlichkeitsstelle bei B (Abb. 1) liegt. Die Grenzfrequenz des Filters liegt bei A. Es ist naheliegend, den Abfall geradlinig zu gestalten. Abb. 4 zeigt das Gesamtbild des Filters, dessen Amplitudengang in Abhängigkeit von der Frequenz dem geforderten Verlauf sehr nahe kommt und auf dessen Berechnung *) nunmehr eingegangen wird.

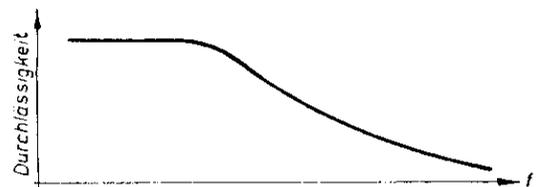


Abb. 3: Frequenzgang des Tiefpaßfilters der Abb. 2.

Zur Berechnung dieses im folgenden mit I bezeichneten Filters wird angenommen, wie es ja praktisch auch immer der Fall sein wird, daß es hinter einer Fünfpolröhre liegt, die einen hohen Innenwiderstand besitzt, so daß an das Filter ein kon-

*) Die Berechnungen wurden zusammen mit F. Below durchgeführt.

stanter Strom geliefert wird. R_1 und R_2 seien die Abschlußwiderstände. Die Aufgabe kann dann als gelöst betrachtet werden, wenn es gelungen ist, das Verhältnis $\frac{J_1}{J_2}$, Eingangsstrom zu Ausgangsstrom als Funktion der einzelnen Bestimmungsstücke des Filters darzustellen.

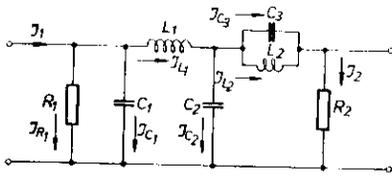


Abb. 4: Erster Teil des Nyquist-Filters.

Die Bedingungsgleichungen lauten:

- (1) $J_{R_1} R_1 = J_{C_1} \cdot \frac{1}{j\omega C_1}$
- (2) $J_{R_1} R_1 = J_{L_1} j\omega L_1 + J_{C_2} \cdot \frac{1}{j\omega C_2}$
- (3) $J_{C_2} \cdot \frac{1}{j\omega C_2} = J_{L_2} j\omega L_2 + J_2 R_2$
- (4) $J_{L_2} j\omega L_2 = J_{C_3} \cdot \frac{1}{j\omega C_3}$
- (5) $J_1 = J_{R_1} + J_{C_1} + J_{L_1}$
- (6) $J_{L_1} = J_{C_2} + J_2$
- (7) $J_2 = J_{L_2} + J_{C_3}$

Durch Umformung erhält man

- (8) $J_{C_1} = J_{R_1} R_1 j\omega C_1$
- (9) $J_{L_1} = j\omega L_1 \left[J_{R_1} R_1 + J_2 \left(R_2 + \frac{j\omega L_2}{1 - \omega^2 L_2 C_3} \right) \right]$
- (10) $\frac{J_{C_2}}{j\omega L_2} = J_2 \left(R_2 + \frac{j\omega L_2}{1 - \omega^2 L_2 C_3} \right)$
- (11) $J_{C_3} = J_{L_2} \omega^2 L_2 C_3$
- (12) $J_{R_1} = \frac{J_1 + J_2 \left(\frac{R_2}{j\omega L_1} + \frac{L_1}{1 - \omega^2 L_2 C_3} \right)}{1 + R_1 j\omega C_1 + \frac{1}{j\omega L_1}}$
- (13) $J_1 = J_{R_1} + J_{R_1} R_1 j\omega C_1 + \frac{1}{j\omega L_1} \cdot \left[J_{R_1} R_1 + J_2 \left(R_2 + \frac{j\omega L_2}{1 - \omega^2 L_2 C_3} \right) \right]$
- (14) $J_{L_2} = \frac{J_2}{1 - \omega^2 L_2 C_3}$

Aus den Gleichungen (9) und (12) erhält man

$$(15) \quad J_{L_1} = \frac{1}{j\omega L_1} \left[\frac{J_1 + J_2 \left(\frac{R_2}{j\omega L_1} + \frac{L_1}{1 - \omega^2 L_2 C_3} \right)}{1 + R_1 j\omega C_1 + \frac{1}{j\omega L_1}} - J_2 R_2 - \frac{J_2 j\omega L_2}{1 - \omega^2 L_2 C_3} \right]$$

Andererseits ergibt (6) mit (10)

$$(16) \quad J_{L_1} = J_2 + j\omega C_2 J_2 \left(R_2 + \frac{j\omega L_2}{1 - \omega^2 L_2 C_3} \right)$$

Durch Kombination der beiden letzten Gleichungen erhält man schließlich

$$(17) \quad \frac{J_1}{J_2} = \frac{R_2}{j\omega L_1} + \frac{L_2}{1 - \omega^2 L_2 C_3} + \left(\frac{1}{R_1} + j\omega C_1 + \frac{1}{j\omega L_1} \right) \cdot \left[j\omega L_1 - \omega^2 L_1 C_2 \left(R_2 + \frac{j\omega L_2}{1 - \omega^2 L_2 C_3} \right) + R_2 + \frac{j\omega L_2}{1 - \omega^2 L_2 C_3} \right]$$

In dieser Gleichung ist jetzt $\frac{J_1}{J_2}$ explizit als Funktion der einzelnen das Filter aufbauenden Größen enthalten und es ist demnach möglich, den Verlauf von $\frac{J_1}{J_2}$ in Abhängigkeit von der Frequenz darzustellen.

Da Gleichung (17) zur Ermittlung des Verlaufs von $\frac{J_1}{J_2}$ noch unhandlich ist, werde sie noch etwas vereinfacht und vor allem der reelle Teil vom imaginären getrennt. Der besseren Uebersicht halber seien außerdem folgende Abkürzungen eingeführt. Es sei:

$$\begin{aligned} L_2 C_3 &= a^2; & \left. \begin{array}{l} L_1 \\ 2 C_1 \end{array} \right\} &= d; \\ L_1 C_1 &= a^2; & R_1 &= e; \\ L_2 &= b; & C_2 &= f; \\ L_1 &= c; & C_3 &= g; \\ R_2 &= c; & & \\ \left. \begin{array}{l} L_1 \\ 2 C_1 \end{array} \right\} &= c; & \frac{1}{2} \omega^2 L_1 C_1 &= x^2; \\ & & \frac{1}{2} \omega^2 L_2 C_3 &= a^2 x^2; \end{aligned}$$

Dann ist

$$(18) \quad \frac{J_1}{J_2} = j \frac{c}{2x} + \frac{b}{2a^2 x^2} + j d 2x + 2x^2 + 1 + c d + j c x + j \frac{c}{2x} + 2 c d e x^2 + j c x 2 e x^2 + j c e x + \frac{2 e x^2 2 j b d x}{1 - 2 a^2 x^2} + \frac{2 e x^2 \cdot 2 b x^2}{1 - 2 a^2 x^2} + \frac{2 e x^2 b}{1 - 2 a^2 x^2} + \frac{2 j d b x}{1 - 2 a^2 x^2} + \frac{2 b x^2}{1 - 2 a^2 x^2} + \frac{b}{1 - 2 a^2 x^2}$$

Durch entsprechende Zusammenfassung und Trennung in reellen und imaginären Teil erhält man schließlich die Gleichung:

$$(19) \quad \frac{J_1}{J_2} = \left[(c d - b) \frac{1 - 2x^2}{1 - 2a^2 x^2} (1 - 2e x^2) + 1 - 2x^2 + \frac{b}{1 - 2a^2 x^2} \right] + j x \left[(1 - 2e x^2) (c + \frac{2 b d}{1 - 2a^2 x^2}) + c e + 2 d \right]$$

Diese Gleichung von der Form $\Re + j\Im$ gibt also den Verlauf des Filters I an, dessen Durchlässigkeit

als $\frac{J_2}{J_1} = f(x)$ in Abb. 5 dargestellt ist.

Wie man sieht, folgt auf einen annähernd horizontalen Verlauf ein sehr steiler Abfall auf praktisch Null, worauf noch einmal ein leichter Anstieg, Maximum und Abfall folgt. Dieser nochmalige Anstieg ist aber nicht weiter störend, da dieser Frequenzbereich vom nachfolgenden Verstärker unterdrückt werden kann.

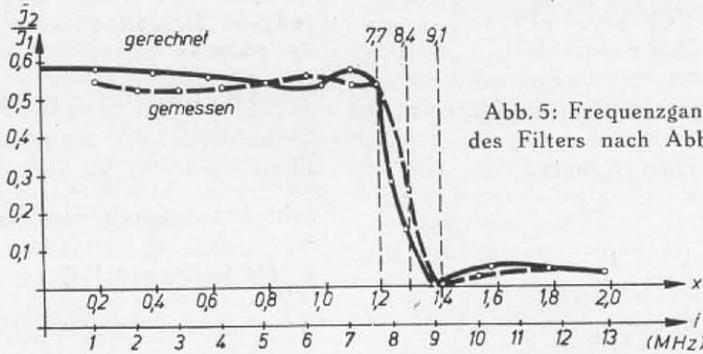


Abb. 5: Frequenzgang des Filters nach Abb. 4

Der Verlauf der Kurve — hier interessiert vor allem die Lage des Maximums sowie die des Minimums — wird durch die Wahl der Werte a^2 , b , c , d , e , bedingt. Es müssen also, um irgendwelchen vorgeschriebenen Bedingungen zu genügen, diese Werte dann entsprechend angesetzt werden. Der Zusammenhang zwischen x und der Frequenz f ergibt sich daraus, daß bei der Trägerfrequenz f_0 die Durchlässigkeit auf die Hälfte abgesunken sein soll. So war im vorliegenden Falle festgelegt:

Trägerfrequenz 8,4 MHz. Der Abstand zwischen Trägerfrequenz und oberer Grenzfrequenz bzw. Trägerfrequenz und unterer Grenzfrequenz gleich $\Delta f = 0,7$ MHz.

Die Frequenz 7,7 MHz soll also noch übertragen werden (Punkt A, Abb. 1), während bei $f = 9,1$ MHz

das Durchlässigkeitsminimum liegen soll. Hierzu wurden als günstigste Werte gefunden:

$$a^2 = 0,249, b = 0,38, c = 1,61, d = 0,43, e = 0,80.$$

In der Praxis lassen sich natürlich die aus den angesetzten Größen a^2 usw. errechneten L - und C -Werte nicht genau einhalten, da ja die unvermeidlichen schädlichen Kapazitäten (in geringerem Maße vielleicht auch schädliche Induktivitäten) unberücksichtigt geblieben, gleichwohl aber vorhanden sind.

Doch sind die hierdurch bedingten Abweichungen der Filterkurve vom vorgeschriebenen Verlauf leicht zu beseitigen und man kann ein Filter mit einem die Nyquist-Bedingung in bezug auf die Amplitude hinreichend genau erfüllenden Frequenzgang erhalten. Die experimentell erhaltene Kurve der Abb. 5 zeigt die Durchlässigkeit eines nach den oben gemachten Angaben gebauten Nyquist-Filters für 8,4 MHz Trägerfrequenz. Mit diesem Filter wurde die Uebertragung mit nur einem Seitenband praktisch erprobt. Es wurde hierzu zusammen mit den beiden Pentoden, zwischen die es geschaltet war, als Einheit mit einer Spannungsübersetzung 1 : 1 in den Uebertragungsweg einer Abtastapparatur eingeschaltet. Bei dieser wurden die Bildspannungen einem 8,4 MHz-Träger aufmoduliert und ursprünglich in Zweiseitenbandmodulation an einen Empfänger gegeben.

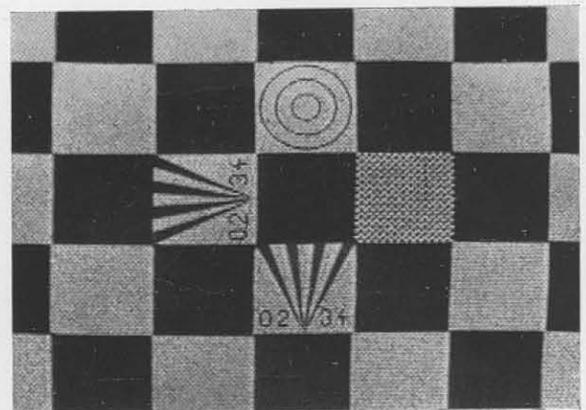
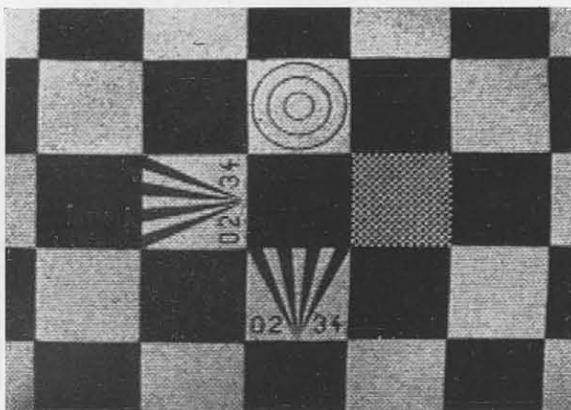


Abb. 6: Ausschnitt aus einem Empfangsbild bei Zweiseitenbandübertragung (links) und bei Einseitenbandübertragung (rechts).

Bei der gewählten Abtastrichtung von rechts nach links tritt bei Einseitenbandübertragung die Plastik an den Rückfronten der schwarzen Quadrate in Erscheinung. (Die Erhöhung des Grießes ist bei Einseitenbandübertragung im Bild schwer zu sehen, da der Grieß bereits in der Größenordnung des Druckrasters liegt.)

Durch einen Schalter konnte dann das Filter mit den beiden Röhren eingeschaltet und damit im Einseitenbandbetrieb gearbeitet werden. Durch Umlegen des Schalters wurde das Filter kurzgeschlossen und der Zweiseitenbandbetrieb wieder hergestellt.

In Abb. 6 sind Bilder für Zweiseitenband- und Einseitenbandmodulation einander gegenüber gestellt.

Bei Betrachten der beiden Bilder fallen zwei wesentliche Unterschiede ins Auge. Als ersten zeigt das Einseitenbandbild (rechts) erhöhten Grierß gegenüber dem anderen und weiterhin eine störende Plastik. Daß der Grierß bei Einseitenbandmodulation stärker in Erscheinung tritt, ist ohne weiteres einzusehen, wenn man bedenkt, daß der Träger ja auf die Hälfte geschwächt wird, die Amplitude daher verdoppelt werden muß, um denselben Kontrast wie bei Zweiseitenbandübertragung zu erhalten. Damit steigt zunächst auch der Grierß auf das Doppelte. Andererseits wird aber die Bandbreite um die Hälfte

fen, da diese Störerscheinung nicht durch die Bauart des Filters bedingt ist.

Anders ist es bei der auftretenden Plastik. Da diese eine Folgeerscheinung der Laufzeitverzerrung der tiefen gegen die hohen Frequenzen ist, die beim Durchgang durch das Filter auftritt, so ist diese Störung durch ein weiteres Filter, das zwar einen die Laufzeitverzerrung des Filters kompensierenden Gang der Laufzeit zeigen, im übrigen aber eine über den ganzen Frequenzbereich gleichbleibende Durchlässigkeit haben muß, ohne weiteres zu beseitigen. Solche „Laufzeitentzerrer“ sind bekanntlich die Kreuzglieder (3).

Wir wollen nun zunächst die Gruppenlaufzeit des Filters ermitteln. Es interessiert hier die Gruppenlaufzeit, da es sich um eine trägerfrequente Uebertragung handelt, mithin also nur die Phasenlage der Einhüllenden der modulierten Träger-schwingung am Ausgang des Filters gegenüber dem Eingang von Bedeutung ist, nicht aber die Phasenlage des Trägers innerhalb der Einhüllenden selbst. Die Phasenverschiebung des Trägers, die für die Phasenlaufzeit wesentlich ist, ist im vorliegenden Falle völlig belanglos.

Bekanntlich ist die Gruppenlaufzeit gegeben durch $T = \frac{d\alpha}{d\omega}$ (4)

Andererseits ist α gegeben durch

$$\operatorname{tg} \alpha = \frac{\text{Imaginärteil } \Im}{\text{Realteil } \Re}$$

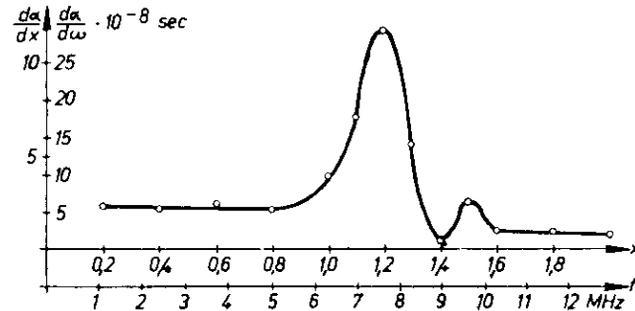
des Ausdrucks für das Nyquist-Filter. Man erhält also

$$\alpha = \operatorname{arc} \operatorname{tg} \frac{\Im}{\Re}$$

und damit, da ω in dem Ausdruck für x linear enthalten ist

$$\operatorname{const} \cdot \frac{d\alpha}{d\omega} = \frac{d\alpha}{dx} \cdot \frac{1}{1 + \left(\frac{\Im}{\Re}\right)^2} \cdot \frac{d\left(\frac{\Im}{\Re}\right)}{dx} = \frac{\Re d\Im - \Im d\Re}{\Re^2 + \Im^2}$$

Setzt man die Werte für \Re und \Im wieder ein, so folgt



Ab. 7: Verlauf der Gruppenlaufzeit des Filters nach Abb. 4

verkleinert, der Grierß verringert sich damit jedoch nur um das $\sqrt{2}$ -fache, so daß insgesamt sich eine

Erhöhung des Grierßes um das $\sqrt{2}$ -fache ergibt.

Die Abschneidung des einen Seitenbandes durch das Filter wirkt sich somit in dieser Hinsicht nachteilig aus, jedoch ist es nicht möglich, durch eine andere Bemessung des Filters hiergegen Abhilfe zu schaf-

$$(20) \frac{d\alpha}{dx} = \frac{\left[\left(cd + b \frac{1 - 2x^2}{1 - 2a^2x^2} \right) (1 - 2ex^2) + 1 - 2x^2 - \frac{b}{2a^2x^2} \right] \left\{ \left((1 - 2ex^2) \left(c + \frac{2bd}{1 - 2a^2x^2} \right) + ce + 2d - 4x^2 \right) ce + \left[\left(cd + b \frac{1 - 2x^2}{1 - 2a^2x^2} \right) (1 - 2ex^2) + 1 - 2x^2 - \frac{b}{2a^2x^2} \right]^2 + \frac{2bde}{1 - 2a^2x^2} \frac{2a^2bd(1 - 2ex^2)}{(1 - 2a^2x^2)^2} \right\}}{\left[\left((1 - 2ex^2) \left(c + \frac{2bd}{1 - 2a^2x^2} \right) + ce + 2d \right) \left\{ \frac{4a^2bx \left[(1 - 2x^2)(1 - 2ex^2) - 1 \right]}{(1 - 2a^2x^2)^2} + x^2 \left[(1 - 2ex^2) \left(c + \frac{2bd}{1 - 2a^2x^2} \right) + \frac{4bx \left[(1 - 2ex^2) + e(1 - 2x^2)}{1 - 2a^2x^2} \right] 4x(1 + cde)}{+ ce + 2d} \right\} \right]^2}$$

Trägt man $\frac{d^2 u}{dx^2}$ nach dieser Gleichung mit den bereits angenommenen Werten für a, b, c, d, e auf, so erhält man eine Kurve nach Art einer Resonanzkurve (Abb. 7). Dieser Verlauf der Gruppenlaufzeit des Filters wurde auch experimentell gemessen und bestätigt gefunden.

Wie man aus den beige-schriebenen Werten für $\frac{d^2 u}{dx^2}$ entnehmen kann, beträgt der maximale Laufzeit-

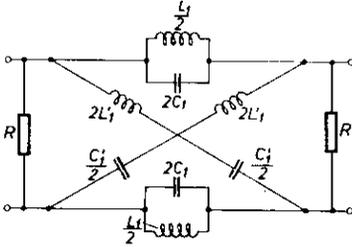


Abb. 8: Erster Teil des Ausgleichfilters zur Laufzeitentzerrung.

unterschied im Uebertragungsbereich etwa 0,30 μ sec, also etwa zwei Bildpunkte, wenn man einen Bildpunkt zu 0,17 μ sec. annimmt. (Gilt für 25 Bilder/sec. zu je 441 Zeilen.)

Im allgemeinen macht sich nun eine Laufzeitverzerrung von einem halben Bildpunkt noch nicht störend bemerkbar. Wenn es also gelingt, durch ein Ausgleichfilter, das als Laufzeitentzerrer eine über den Frequenzbereich konstante Durchlässigkeit besitzen muß, also z. B. durch ein Kreuzglied gebildet wird, die Laufzeitverzerrung von etwa zwei Bildpunkten auf einen halben Bildpunkt herabzusetzen, dann ist die einwandfreie Uebertragung mit nur einem Seitenband gewährleistet.

Zweiter Teil des Nyquist-Filters. (Ausgleichsfilter.)

Für den Bau dieses Filters stehen zwei Wege offen. Man kann zunächst daran denken, den Gang der Laufzeit des Filters I durch einen ebensolchen resonanzähnlichen Verlauf nach der Seite der negativen Laufzeiten zu kompensieren. Glieder mit negativen Laufzeiten weisen jedoch stets eine Dämpfung auf, sind also für unsere Zwecke nicht brauchbar.

$$(23) \quad \mathfrak{R} \begin{array}{c} j\omega L \cdot \frac{1}{j\omega C} \\ j\omega L \mid \frac{1}{j\omega C} \\ j\omega L \cdot \frac{1}{j\omega C} \\ j\omega L + \frac{1}{j\omega C} \end{array} \begin{array}{c} j\omega C \\ \left(j\omega M \mid \frac{1}{j\omega K} \right) \\ j\omega M \mid \frac{1}{j\omega K} \\ j\omega M' \mid \frac{1}{j\omega K'} \end{array} \begin{array}{c} \frac{1}{j\omega K} \\ \frac{1}{\omega^2 LC} \\ \frac{1}{\omega^2 LC} \\ \frac{1}{j\omega K} \end{array}$$

$$(24) \quad \begin{array}{c} \frac{1}{\omega^2} \\ \frac{1}{\omega^2} \\ \frac{1}{\omega^2} \\ \frac{1}{\omega^2} \end{array} \begin{array}{c} \frac{1}{j\omega L} \\ \frac{1}{j\omega C'} \\ \frac{1}{j\omega M'} \\ \frac{1}{j\omega K'} \end{array} \begin{array}{c} \frac{1}{j\omega K'} \\ \frac{1}{j\omega C'} \\ \frac{1}{j\omega C'} \\ \frac{1}{j\omega K'} \end{array} \begin{array}{c} \frac{1}{\omega^2 L' C'} \\ \frac{1}{\omega^2 M' K'} \\ \frac{1}{\omega^2 M' K'} \\ \frac{1}{\omega^2 M' K'} \end{array} \begin{array}{c} \frac{1}{\omega^2 M K} \\ \frac{1}{\omega^2 L C} \\ \frac{1}{\omega^2 M K} \\ \frac{1}{\omega^2 L C} \end{array}$$

Es wurde daher der zweite Weg beschritten. Dieser besteht darin, das Ausgleichfilter so zu bauen, daß der maximale Laufzeitunterschied von etwa 2 Bildpunkten beibehalten wird, jetzt aber die abfallenden Teile der Laufzeitkurve durch den Ausgleich bis zu dieser Höhe angehoben werden, so daß die restlichen Schwankungen innerhalb des Frequenzbereichs unter einem halben Bildpunkt bleiben. Die Gesamtverschiebung selbst macht sich in keiner Weise störend bemerkbar, sondern verschiebt nur das Bild als Ganzes.

Ein Filter, das die verlangten Eigenschaften besitzt, ist in Abb. 8 dargestellt. Es besteht aus je zwei zueinander widerstandsreziproken Längs- und Querzweigen. Die diesem Filter zukommende Laufzeitkurve ist eine Art Bandfilterkurve.

Wie Versuche gezeigt haben, reicht jedoch dieses Filter zu einem Ausgleich der verlangten Güte noch nicht aus. Es wurde daher noch ein zweites Ausgleichfilter von der Form der Abb. 9 zugeschaltet. Auch dieses Filter besteht, wie das vorhergehende aus je zwei widerstandsreziproken Längs- und Querzweigen. Seine Laufzeitkurve hat wieder einen resonanzkurvenähnlichen Verlauf.

Um das Zusammenwirken der drei Filterteile, Filter I + Ausgleichsfilter a + Ausgleichsfilter b zu ermitteln, soll zunächst vom Ausgleichsfilter a die Laufzeit als Funktion der Frequenz ermittelt werden. Um eine Gegentaktanordnung zu vermeiden, werden die beiden Ausgleichsfilter in zwei zu den ursprünglichen äquivalenten Formen verwendet, wie Abb. 10 zeigt. Die abgeleiteten Gleichungen bleiben hierbei erhalten.

Nach der Vierpoltheorie gilt für das Uebertragungsmaß des Kreuzgliedes:

$$(21) \quad \begin{array}{c} \mathfrak{R}(\beta) \\ \mathfrak{Cof} \beta \mid \mathfrak{Cof}(\beta \mid j\alpha) \\ \mathfrak{R}(\beta) \\ 1 \end{array} \begin{array}{c} \frac{1}{4} \\ \frac{1}{4} \\ \frac{1}{4} \\ \frac{1}{4} \end{array}$$

Nach einem Additionstheorem der Hyperbelfunktionen ist

$$\mathfrak{Cof}(\beta \mid j\alpha) = \mathfrak{Cof} \beta \mathfrak{Cof} j\alpha + \mathfrak{Sin} \beta \mathfrak{Sin} j\alpha$$

Da das Filter verlustfrei aufgebaut sein soll, kann $\beta = 0$ gesetzt werden und es bleibt

$$(22) \quad \begin{array}{c} \mathfrak{R}(\alpha) \\ \mathfrak{Cof} j\alpha \mid \cos \alpha \\ 1 \end{array} \begin{array}{c} \frac{1}{4} \\ \frac{1}{4} \\ \frac{1}{4} \end{array}$$

Für das Ausgleichsfilter I ist

Zur Abkürzung sei wieder:

$$\begin{aligned} \omega^2 LC &= x^2 \\ \omega^2 MK &= a^2 x^2 \\ \omega^2 LK &= b^2 x^2 \end{aligned} \quad \begin{array}{l} L \\ CR^2 \end{array} = d^2$$

Ferner muß sein:

$$\frac{L}{C} \frac{L'}{C'} = \frac{M}{K} \frac{M'}{K'} = R^2,$$

wobei R der Abschlußwiderstand des Filters ist. Es geht dann Gleichung (23) über in

$$(23a) \quad \Re \quad \frac{j\omega L(1 - a^2 x^2)}{b^2 x^2 + (1 - a^2 x^2)(1 - x^2)}$$

und Gleichung (24) geht über in

$$(24a) \quad \Im \quad \frac{1 - (1 - x^2)(1 - a^2 x^2) - b^2 x^2}{j\omega C'(1 - a^2 x^2)}$$

daraus erhält man:

$$(25) \quad \Re \Im \quad \frac{j\omega L(1 - a^2 x^2)j\omega C'(1 - a^2 x^2)}{4 [b^2 x^2 + (1 - a^2 x^2)(1 - x^2)]^2} - \frac{d^2 x^2 (1 - a^2 x^2)^2}{4 [b^2 x^2 + (1 - a^2 x^2)(1 - x^2)]^2}$$

Hieraus erhält man schließlich mit Gleichung (22) — die Rechnung soll hier nicht im einzelnen durchgeführt werden — die Gruppenlaufzeit zu

$$(26) \quad \left[\frac{d\alpha}{dx} \right]_a = d \frac{b^2 x^2 (1 - a^2 x^2) - (1 - x^2)(1 - a^2 x^2)^2}{[b^2 x^2 + (1 - x^2)(1 - a^2 x^2)]^2} + \frac{d^2 x^2 (1 - a^2 x^2)^2}{4 [b^2 x^2 + (1 - x^2)(1 - a^2 x^2)]^2}$$

Ebenso erhält man die Gruppenlaufzeit für das Ausgleichsfilter b. Hier ist

$$(27) \quad \Re \quad \begin{array}{cc} j\omega L_1 & \frac{1}{j\omega C_1} \\ j\omega L_1 & \frac{1}{j\omega C_1} \end{array} \quad \text{und} \quad \begin{array}{cc} j\omega L_1 & \frac{1}{\omega^2 L_1 C_1} \\ j\omega L_1 & \frac{1}{\omega^2 L_1 C_1} \end{array}$$

$$(28) \quad \Im \quad \begin{array}{cc} \frac{1}{j\omega L_1} & \frac{1}{j\omega C_1} \\ \frac{1}{j\omega L_1} & \frac{1}{j\omega C_1} \end{array} \quad \text{und} \quad \begin{array}{cc} \frac{1}{\omega^2 L_1 C_1} & \frac{1}{\omega^2 L_1 C_1} \\ \frac{1}{\omega^2 L_1 C_1} & \frac{1}{\omega^2 L_1 C_1} \end{array}$$

Mit den Abkürzungen

$$\omega^2 L_1 C_1 = x_1^2; \quad \frac{L_1}{C_1 R^2} = d_1^2$$

und der Forderung

$$\frac{L_1}{C_1} \frac{L_1'}{C_1'} = R^2$$

erhält man wieder

$$(27a) \quad \Re \quad \frac{j\omega L_1}{1 - x_1^2} \quad (28a) \quad \Im \quad \frac{1 - x_1^2}{j\omega C_1'}$$

aus beiden Gleichungen

$$(29) \quad \Re \Im \quad \frac{d_1^2 x_1^2}{4(1 - x_1^2)^2}$$

und daraus schließlich

$$(30) \quad \left[\frac{d\alpha}{dx} \right]_b = \frac{d_1(1 - x_1^2)}{(1 - x_1^2)^2} - \frac{d_1^2}{4} x_1^2$$

Das Zusammenwirken der drei Teile zeigt Abb. 11. Zum Ausgleich wurden als günstigste Werte gefunden $a^2 = 0,731$, $b^2 = 0,231$, $d = 1$, $d_1 = 0,707$. Obwohl man also theoretisch die Laufzeitverzerrung ohne weiteres durch Ausgleichsfilter bis zu einem gewünschten Grade kompensieren kann,

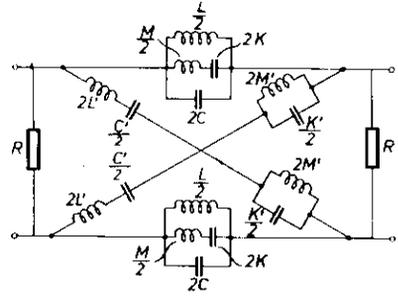


Abb. 9: Zweiter Teil des Ausgleichsfilters.

zeigten jedoch die Versuche, daß dies in der Praxis nicht zutrifft. Durch den Einfluß schädlicher Kapazitäten und schädlicher Induktivitäten (besonders bei dem etwas komplizierten Ausgleichsfilter a), vielleicht auch durch unkontrollierbare Kopplungen zwischen den einzelnen Filterteilen gelingt es nicht, die Schwankungen unter einen halben Bildpunkt herunterzudrücken.

Es wurde daher davon Abstand genommen, das Ausgleichsfilter a überhaupt in dieser Form zu verwenden. Es wurde vielmehr auch dieses in gleicher Weise wie das Ausgleichsfilter b aufgebaut, also so, wie es Abb. 9 bzw. das zweite Filter der Abb. 10 zeigt. Es gelten dann auch für dieses Filter die Gleichungen (27) bis (30). Dieses Filter hat dann ebenso wie das Filter b und das Filter I einen resonanzkurvenartigen Verlauf der Gruppenlaufzeit. Der Ausgleich wird also jetzt in ganz der gleichen Weise erzielt wie man z. B. den Frequenzgang eines Breitbandverstärkers mit gegeneinander verstimmtten Kreisen ausgleichen kann (5). Man hat hierzu nur die durch die Gleichungen $\omega^2 LC = x^2$, bzw. $\omega^2 L_1 C_1 = x_1^2$

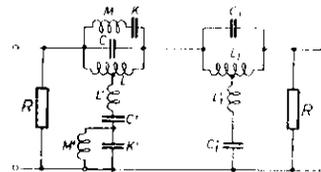


Abb. 10: Beide Ausgleichsfilter in zu den Abb. 8 und 9 äquivalenten Formen.

bestimmten Maxima der Ausgleichsfilter dem Maximum des ersten Filters I gegenüber entsprechend zu verschieben; durch Veränderung von d bzw. d_1 kann außerdem noch die Höhe des Maximums, also damit auch die Flankensteilheit der Kurven geändert werden derart, daß mit zunehmendem d das Maximum

niedriger und die Kurve flacher wird und umgekehrt. Auch besitzt diese Anordnung den Vorzug größerer Einfachheit.

Bei dem endgültig verwendeten Ausgleichsfilter war das Maximum des Teiles *a* auf $f = 5,5$ MHz, das des Teiles *b* auf $f = 7$ MHz gelegt worden, während das Maximum der Gruppenlaufzeit des ersten Fil-

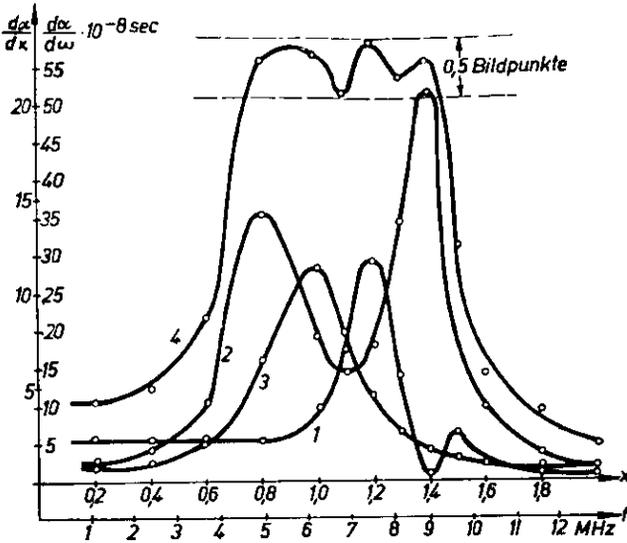


Abb. 11: Gruppenlaufzeiten der einzelnen Filterteile und resultierende Laufzeit der Gesamtanordnung (des „Nyquist“-Filters)

Kurve 1: Filter I; Kurve 2: Ausgleich a; Kurve 3: Ausgleich b; Kurve 4: Gesamtfilter gerechnet.

ters I selbst, wie aus Abb. 8 ersichtlich, bei 8 MHz lag. Für das erste Ausgleichsfilter war $d^2 = 0,93$, für das zweite $d_1^2 = 1$. Die aus allen drei Filtern resultierende gemessene Gruppenlaufzeit zeigt Abb. 12.

Wie aus der Abbildung zu sehen ist, ist die Frequenzabhängigkeit der Gruppenlaufzeit dieser Ge-

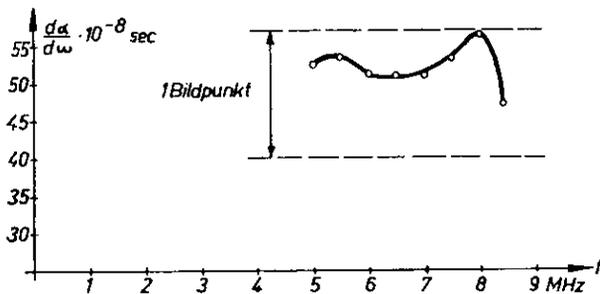


Abb. 12: Experimentell ermittelte Gruppenlaufzeit der Gesamtanordnung mit gleichzeitig aufgebauten Ausgleichsfiltern.

samtanordnung zur Abschneidung des einen Seitenbandes durchaus befriedigend. Dies zeigte sich auch am Bilde der Braunschen Röhre, das das gleiche Aussehen wie Abb. 6b jedoch jetzt ohne die störende

Plastik zeigte. Da im Bilde keine grundsätzlichen Neuheiten auftreten, wurde auf eine photographische Wiedergabe verzichtet.

Zum Schlusse seien noch die endgültig verwendeten Größen der Kapazitäten und Induktivitäten der einzelnen Filter angegeben.

1. Filter I für eine Trägerfrequenz von 8,4 MHz
Abb. 4

$$R_1 = 460 \Omega, R_2 = 320 \Omega, L_1 = 9,28 \mu\text{Hy}, L_2 = 3,52 \mu\text{Hy}, \\ C_1 = 134 \text{ pF}, C_2 = 107 \text{ pF}, C_3 = 87 \text{ pF}.$$

2. Ausgleichsfilter a Abb. 13

$$\text{Anzapfung bei } \frac{L}{2}, f = 5,5 \text{ MHz (s. o.), } d^2 = 0,93, \\ R = 300 \Omega, L = 7,5 \mu\text{Hy}, C = 112 \text{ pF}, L' = 10,1 \mu\text{Hy}, \\ C' = 83,5 \text{ pF}.$$

3. Ausgleichsfilter b Abb. 13

$$f_1 = 7 \text{ MHz (s. o.), } d_1^2 = 1, L_1 = 6,83 \mu\text{Hy}, \\ C_1 = 75,8 \text{ pF}, L'_1 = 6,83 \mu\text{Hy}, C'_1 = 75,8 \text{ pF}.$$

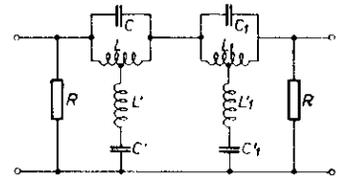


Abb. 13: Schema der Ausgleichsfilter.

Es wurde außerdem ein Nyquist-Filter für Einseitenbandmodulation für eine Trägerfrequenz 4,2 MHz bei einer Breite des halben Abfalles von ebenfalls 0,7 MHz gebaut. Dieses Filter, das in der Form der Abb. 14, also mit Einsparung von C_1 des

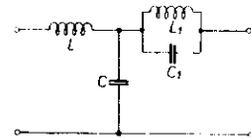


Abb. 14: Schema des benutzten Filters zur Einseitenbandübertragung bei 4,2 MHz Trägerfrequenz.

Filters nach Abb. 4 arbeitete, hatte folgende Werte: $C = 188 \text{ pF}, L = 17 \mu\text{Hy}, C_1 = 163 \text{ pF}, L_1 = 6,45 \mu\text{Hy}$

Bei der Uebertragung mit 4,2 MHz Trägerfrequenz ergab sich, daß ein Ausgleichsfilter überflüssig war. Das Bild zeigte zwar erhöhten Gieß, aber keinerlei Plastik.

Zusammenfassung.

Es werden die Bedingungen in bezug auf den Amplitudenverlauf besprochen, die bei einer Einseitenbandübertragung, bei der die Trägerfrequenz auf der halben Höhe des schrägen Abfalles der Durchlässigkeitskurve liegt, eingehalten werden müssen und eine Filteranordnung angeben, die

diese Bedingungen erfüllt. Ein mit dieser Anordnung übertragenes 8,4 MHz-Bild zeigt neben erhöhtem Grieb eine starke Plastik, die auf eine Laufzeitenverzerrung zurückzuführen ist. Durch eine zusätzliche Kreuzfilteranordnung wird diese Laufzeitenverzerrung aufgehoben und die störende Plastik beseitigt. Es ist damit eine einwandfreie Uebertragung mit Einseitenbandmodulation durchgeführt worden.

Literatur.

- (1) H. Nyquist, Bell System, techn. Journal 11, 1932, S. 126.
- (2) R. Urtel, Tel.-Zeitung, Jahrg. 20, Nr. 81, 1939, Heft 7, S. 80.
- (3) R. Feldtkeller, Einführung in die Siebschaltungstheorie der elektrischen Nachrichtentechnik, 1939.
- (4) F. Ring, Fernsehen u. Tonfilm, 1938, H. 5, S. 37.
- (5) R. Schienemann, T. F. T. 28, 1939, Heft 1, S. 1.

Die Praxis der Verstärkung breiter Frequenzbänder.

Von Wolfgang Dillenburger.

(Eingegangen am 15. Februar 1941)

Inhalt: Es werden die sich aus der Praxis ergebenden Bedingungen untersucht, denen Niederfrequenzverstärker für große Bandbreiten genügen müssen. Insbesondere werden Gegenkopplungsfragen und die Frage der Endstufe für große Leistung erörtert.

Bei den folgenden Untersuchungen soll eine erforderliche Bandbreite von 15 bzw. 20 MHz zu Grunde gelegt werden. Hierbei soll die höchste Frequenz von z. B. 20 MHz möglichst noch mit demselben Verstärkungsgrad übertragen werden wie die niedrigeren Frequenzen. Die sich beim Bau solcher Verstärker ergebenden Schwierigkeiten liegen zur Hauptsache in der Endstufe, da diese in der Lage sein muß, auch bei der höchsten Frequenz die zur vollen Aussteuerung, z. B. einer Braunschen Röhre benötigte Spannung herzugeben. Mit Rücksicht auf die erforderliche Strahlschärfe muß die Braunsche Röhre mit größerer Anodenspannung als sonst üblich betrieben werden, wodurch auch die notwendige Steuerspannung stark ansteigt. Für Projektionsröhren benötigt man, falls man die nötige Schärfe erzielen will, mehrere hundert Volt. Auch für kleine Sender sind Modulationsspannungen über 100 Volt erforderlich. Beim Bau der dazu nötigen Verstärker soll schließlich auch die aufzuwendende Leistung in möglichst niedrigen Grenzen bleiben.

Bei der Entwicklung der Verstärker wurde besonderer Wert darauf gelegt, daß nicht nur der Frequenzgang linear ist, sondern auch die „Aussteuerkurve“, d. h. daß der Verstärker die Endspannung, für die er gebaut ist, auch bei allen Frequenzen hergeben kann. Gerade die letztere Forderung ist nicht leicht zu erfüllen. Besonders die Anwendung von Kathodenverstärkerstufen als Endstufen zur Impedanzwandlung ergibt bei linearem Frequenzgang eine nach hohen Frequenzen hin sehr stark abfallende Aussteuerkurve. Unter Aussteuerkurve wird die Abhängigkeit der maximal abgebbaren Spannung von der Frequenz bei gerade beginnender Uebersteuerung der Endstufe verstanden,

wobei Voraussetzung ist, daß nicht schon eine Vorstufe bei noch nicht voller Aussteuerung der Endstufe übersteuert wird, was bei sehr breiten Bändern auch leicht der Fall sein kann.

Die Anforderungen.

An einen solchen Verstärker werden also folgende Anforderungen gestellt: Der Frequenzgang muß bis zu den höchsten Frequenzen möglichst linear sein. Ferner muß der Verstärker über den gesamten Frequenzbereich eine zur vollen Aussteuerung des Verbrauchers ausreichende Spannung abgeben können. Schließlich muß der Verstärker phasenmäßig in Ordnung sein.

Im Gegensatz zu Tonverstärkern spielt der Klirrfaktor bei Fernsehverstärkern keine Rolle. Er bedingt mehr oder weniger große Gradationsänderungen, die vom Auge kaum wahrgenommen werden. Jedenfalls sind die durch den Klirrfaktor des Verstärkers bedingten Gradationsänderungen im allgemeinen wesentlich geringer als die, welche durch die Krümmung der Helligkeitskennlinie der Braunschen Röhre hervorgerufen werden.

Die Verstärker werden gemäß der in der Fernsehtechnik üblichen Beschreibungsweise in Niederfrequenzverstärker und Trägerfrequenzverstärker eingeteilt. In diesem Aufsatz sollen nur die Niederfrequenzverstärker untersucht werden.

Vorverstärker.

Die Verstärkung einer Röhrenstufe ist bekanntlich $V = S \cdot R_o$, wobei S die dynamische Röhrensteilheit, R_o den Scheinwiderstand des Anodenkreises bezeichnet. Aus der Bedingung, daß die

Verstärkung für alle Frequenzen möglichst konstant sein soll, ergibt sich über das gesamte Frequenzband die gleiche Forderung für den Scheinwiderstand des Anodenkreises. Diese ist um so leichter zu erfüllen, je kleiner die schädliche Kapazität ist, um so schwieriger dagegen, je größer die Bandbreite wird. Man muß daher bei sehr großen Bandbreiten die Röhrentype sehr sorgfältig auswählen; die Steilheit muß möglichst groß, die Kapazitäten dagegen sollen möglichst klein sein.

Es gibt Trioden, die sehr kleine Kapazitäten besitzen, z. B. die SD 1 A und sich infolgedessen zur Verstärkung sehr großer Bandbreiten gut eignen. Allerdings tritt hier die Anodenrückwirkung als zusätzliche Kapazität gitterseitig in Erscheinung. Sie ist jedoch bei der geringen Stufenverstärkung von z. B. 2-fach sehr klein.

Günstig ist auch in kapazitiver Hinsicht eine Kombination verschiedener Röhren, z. B. abwechselnd eine Pentode und eine kleine Triode *) Durch die Kombination einer Pentode, deren Eingangskapazität meist ziemlich groß ist, mit einer kleinen Triode wird ein günstigerer Kapazitätswert zwischen den Röhren erreicht als bei ausschließlicher Verwendung von Pentoden. Der sich bei einer bestimmten Verstärkungsziffer ergebende Aufwand an Anodenstrom ist meist geringer als bei Anwendung

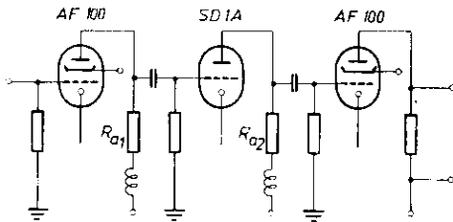


Abb. 1: Vorverstärker.

von Pentoden. Als günstigste Kombination der bis jetzt vorhandenen Röhren wurde die Röhre AF 100 abwechselnd mit der Röhre SD 1 A verwendet. An Stelle der Röhre AF 100 kann auch noch die RV 12 P 2000 verwendet werden. Die Verstärkung ist dann geringer, jedoch ergibt diese Kombination eine geringere Kapazität.

Nur Trioden zu verwenden ist wegen der Anodenrückwirkung jeder einzelnen Stufe nicht gut möglich. Die Kombination AF 100-SD 1 A wurde näher untersucht. Es ergab sich zwischen der AF 100 und SD 1 A eine Kapazität der fertigen Anordnung von 12 pF und zwischen SD 1 A und AF 100 eine solche von 14 pF. Hierbei war die Anodenrückwirkung der SD 1 A nicht berücksichtigt, so daß man bei deren Berücksichtigung praktisch mit gleichen Kapazitäten rechnen kann.

Abb. 1 zeigt die Schaltung. Die zweite AF 100 war mit 100 Ohm Anodenwiderstand abgeschlossen, so daß das zur Messung verwendete Röhrenvoltmeter mit sehr kleiner Kapazität den Frequenzgang

*) Vorschlag Th. Mulert.

nicht wesentlich beeinflusste. Die Frequenzkurven wurden bei verschiedenen Ausgangswiderständen aufgenommen wie aus Abb. 2 hervorgeht.

Frequenzausgleich.

Zum Frequenzgangausgleich wurden im Anodenkreis Drosseln angewendet. Diese waren bei der Messung auf 20 MHz bei kurzgeschlossenem Ohmschen Widerstand abgestimmt, was praktisch im allgemeinen genügt. Die Verstärkung war bis zu

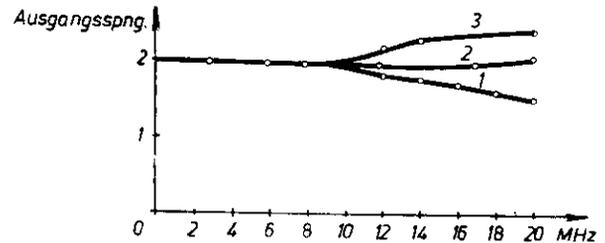


Abb. 2: Frequenzkurven bei verschiedenen Außenwiderständen, aufgenommen für konstante Ausgangsspannung bei niedrigen Frequenzen.

1. $R_{a1} = 700 \Omega$, $R_{a2} = 600 \Omega$.
2. $R_{a1} = 700 \Omega$, $R_{a2} = 700 \Omega$.
3. $R_{a1} = 600 \Omega$, $R_{a2} = 700 \Omega$.

20 MHz praktisch linear. Für die AF 100 war $R_a = 700 \text{ Ohm}$, für die SD 1 A $R_a = 600 \text{ Ohm}$. Zur Verstärkungsberechnung können die Widerstände von 700 bzw. 600 Ohm durch Multiplikation mit der betreffenden, bei der Triode dynamischen Steilheit eingesetzt werden. Die Kombination AF 100 — SD 1 A ergab eine Verstärkung von ca. 13. Wie weit Änderungen des Anodenwiderstandes den Frequenzgang beeinflussen, geht aus der Abb. 2 hervor. Dies ist für den Ausgleich des Frequenzganges am fertigen Verstärker größerer Stufenzahl von Bedeutung. Zur Erreichung bestimmter Verstärkungsziffern braucht man nur genügend solcher Einheiten, die unbedingt auf kleinen voneinander isolierten Chassis aufzubauen sind, hintereinander zu schalten. Auf sorgfältigen Aufbau und richtige Erdung ist bei

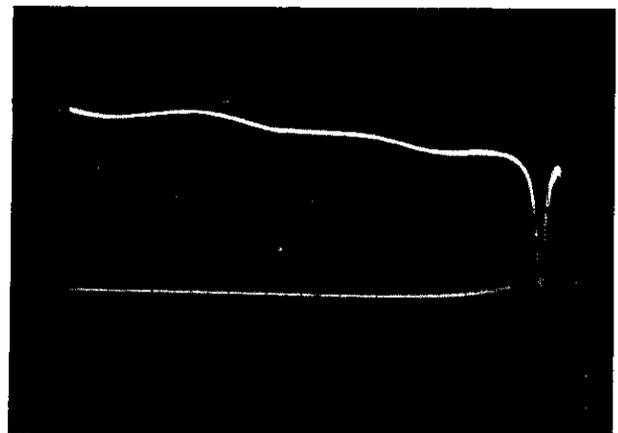


Abb. 3a: Frequenzkurve eines 7-stufigen Vorverstärkers für 20 MHz Bandbreite bei 50-facher Verstärkung.

solchen Frequenzbändern besonders hoher Wert zu legen. Auch dann sind Rückwirkungen nicht ganz zu vermeiden. Man muß am fertigen Verstärker zusätzlich den Frequenzgang ausgleichen, was meist mit einem Verstärkungsverlust verbunden ist, so daß man zweckmäßig bei der Planung kleinere Verstärkungsziffern ansetzt, als sie sich aus der Messung einzelner Stufen oder einzelner Gruppen ergeben. Verstärkungsziffern bis zu 100 000 wurden erreicht. Hierbei verstärkte der in zwei Verstärkereinheiten aufgeteilte Vorverstärker 5000-fach, die Endstufe 20-fach.

In Abb. 3 sind die Frequenzkurven eines siebenstufigen Vorverstärkers über den Bereich von 0—12 MHz bei zurückgeeregelter (Kurve a) und bei voller (Kurve b) Verstärkung dargestellt. Die Kurven wurden mit einem Wobbler aufgenommen. Die bei großer Verstärkung auftretenden Rückwirkungen sind an den Veränderungen der Frequenzkurve zu sehen, welche jedoch für die praktische Verwendung belanglos sind. Durch eine genauere Messung mittels eines Meßsenders wird man meist einen etwas anderen Kurvenverlauf erhalten, was zur Hauptsache an den verschiedenen Anschaltbedingungen der beiden Meßmethoden liegt.

An Hand einer Rechnung soll gezeigt werden, wie weit es bei Anwendung einer Drossel in Serie mit dem Anodenwiderstand möglich ist, den Scheinwiderstand konstant zu halten. Hierbei wurden die Schaltelemente derart bemessen, daß der Scheinwiderstand bei niedrigen Frequenzen, z. B. 100 KHz, etwa der gleiche ist wie der bei der höchsten Frequenz. Der Scheinwiderstand Z des Anodenkreises, der sich aus R , L und C zusammensetzt, wobei C die schädliche Röhrenkapazität bezeichnet, berechnet sich aus

$$Z = \frac{j \omega C (R + j \omega L)}{j \omega C + j \omega L + R}$$

Realteil:
$$\frac{L \cdot R}{C} \cdot \frac{R}{\omega C} \left(\omega L - \frac{1}{\omega C} \right)^2$$

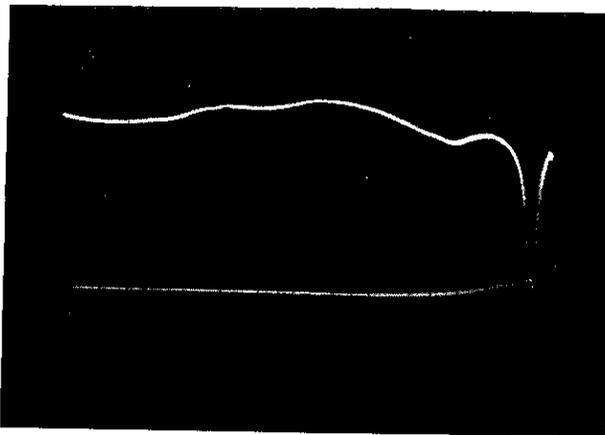


Abb. 3b: Frequenzkurve eines 7-stufigen Vorverstärkers für 20 MHz Bandbreite bei 1500-facher Verstärkung.

Imaginärteil:
$$R^2 + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C} \right)^2$$

Für $R = 700 \text{ Ohm}$, $C = 1,4 \cdot 10^{-11} \text{ Farad}$, $L = 4,5 \cdot 10^{-6} \text{ Henry}$ errechnet sich daraus die Frequenzkurve der Abb. 4. Sie hat bei 14 MHz ein Maximum. Bei einer Röhrensteilheit von 10 mA/Volt ergibt das eine Verstärkung von im Mittel 7,5. Die abgebbare Spannung

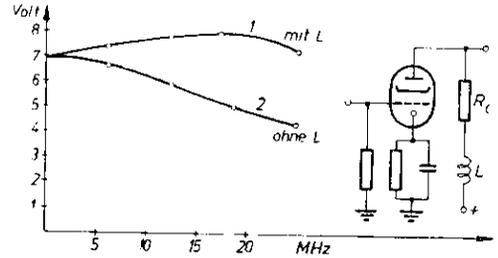


Abb. 4: Gerechnete Frequenzkurve einer Verstärkerstufe für konstanten Anodenwechselstrom.

ist nahezu konstant, da R_a konstant ist, und beträgt bei einem Anodenwechselstrom von 10 mA ca. 7,5 V für alle Frequenzen. Die Abbildung enthält noch den Frequenzgang bei fehlender Anodendrossel. Zu beachten ist dabei das Absinken des Außenwiderstandes auf 61 % des Anfangswertes und damit auch der bei der höchsten Frequenz abgebbare Spannung auf den gleichen Prozentsatz.

Durch geeignete Ausbildung des Anodenkreises kann man allerdings bei etwas kleinerer mittlerer Verstärkung der Einzelstufe einen auch theoretisch

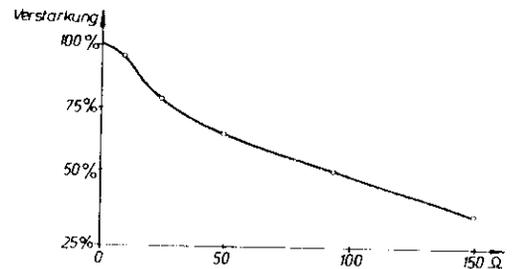


Abb. 5: Abhängigkeit der Verstärkung einer AF 100 von der Größe eines Gegenkopplungswiderstandes R_g in der Kathodenleitung.

besseren Frequenzgang erzielen. Hierauf soll jedoch in der vorliegenden Arbeit nicht näher eingegangen werden. Diesbezüglich wird auf die in früheren Heften erschienenen Arbeiten von F. Below (1) und K. Brückersteinkuhl (2) verwiesen, die sich mit der genaueren Berechnung der verschiedenen möglichen Koppelglieder für Verstärker befassen, die ausschließlich Pentoden verwenden. Insbesondere für Endstufen ist die beschriebene Bemessung immer vertretbar und ergibt vor allem die maximal mögliche Ausgangsspannung.

Frequenzausgleich durch Gegenkopplung.

Aus Abb. 5 läßt sich ersehen, wie sich die Verstärkung einer Röhre AF 100 bei Anwendung einer Gegenkopplung mittels eines Ohmschen Widerstandes in der Kathodenleitung ändert. Die Gegenkopplung kann durch Anwendung von Selbstinduktionen und Kapazitäten in bestimmter Weise frequenz-

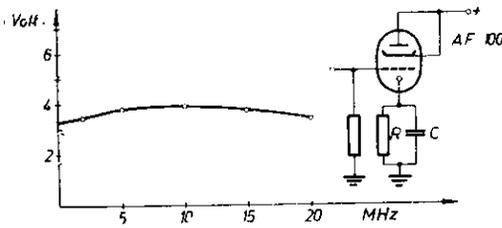


Abb. 6: Gerechneter Frequenzgang bei Gegenkopplung
 $R = 100 \Omega$ $C = 320 \text{ pF}$.

abhängig gemacht werden. Für jede Frequenz ist der Scheinwiderstand der Gegenkopplungsanordnung maßgebend.

An einem Beispiel sei auch hier die zu erreichende Frequenzkurve errechnet. R_a soll wieder 700 Ohm sein, $C = 1,4 \cdot 10^{-11}$ Farad. Verwendet man zur Gegenkopplung eine Parallelschaltung von R_G und C_G , so ergibt sich folgender Scheinleitwert:

$$G = \frac{1}{R_G + j\omega C_G}$$

R_G wurde in dem Beispiel zu 100 Ohm, C_G zu 320 pF gewählt. Nicht berücksichtigt wurde die Phasendrehung der Gegenspannung. Sie ändert die Größe der Gegenkopplung nur unwesentlich. Die errechnete Kurve zeigt Abb. 6. Die Frequenzkurve ist ziemlich linear, aber die Gesamtverstärkung nur etwa $\frac{1}{2}$ -mal so groß wie bei Anwendung

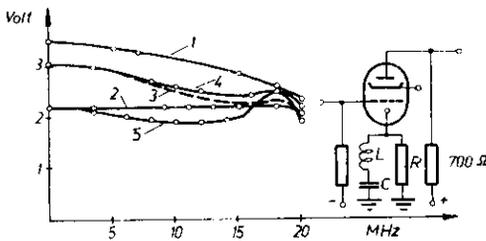


Abb. 7: Gemessene Frequenzkurven für verschiedene Gegenkopplung.

1. $L, R, C = 0$ (keine Gegenkopplung)
2. $L = C, R = 50 \Omega$ $C = 200 \text{ pF}$
3. $L = 1,4 \mu\text{H}, R = 20 \Omega$; Resonanz bei 18 MHz, Spule aus 1 mm Cu-Draht
4. wie 3; Spule aus 0,1 mm Draht
5. $L = 1,4 \mu\text{H}, R = 50 \Omega$; Resonanz 18 MHz.

einer Anodendrossel. Hierbei ist besonders zu beachten, daß R_a nach hohen Frequenzen hin genau so absinkt und dementsprechend die abgebbare Spannung wie bei Kurve 2 in Abb. 4. Da der steuerbare Strom nicht größer geworden ist wie im Falle

ohne Gegenkopplung, ist der Kurvenverlauf der abgebbaren Spannung jetzt bei linearem Frequenzgang genau so, als wenn keine Gegenkopplung vorhanden wäre.

Diesen berechneten Kurven sollen noch einige gemessene gegenüber gestellt werden, die unter Einhaltung etwa der gleichen Ausgangswerte der Schaltung in Abb. 7 dargestellt sind. Kurve 2 zeigte bei der Messung fast völlige Geradlinigkeit. Zur Hervorhebung eines begrenzten Bereiches der Frequenzkurve kann man statt des Kondensators auch einen Leitkreis anwenden. Das ergibt die Möglichkeit eines stärkeren Anhebens eines enger begrenzten Frequenzbereiches, was gelegentlich wünschenswert ist. Es wurden einige Schaltbeispiele durchgemessen. Die sich ergebenden Kurven sind ebenfalls in Abb. 7 eingezeichnet. Hierbei spielt die Dämpfung des Leitkreises schon eine erhebliche Rolle. So wurde z. B. bei Kurve 3 eine kleine Drossel aus 0,1 mm Draht verwendet und dann bei Kurve 4 eine Drossel gleicher Selbstinduktion aus 1 mm Kupferdraht. Erst bei Anwendung dieser Drossel wurde die Gegenkopplung für die Resonanzfrequenz des Leitkreises praktisch Null.

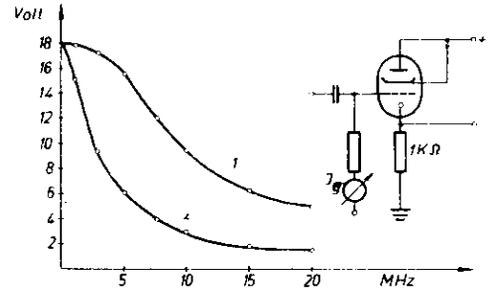


Abb. 8: Aussteuerkurven bei Verwendung der Röhre AF 100 in Kathodenverstärkerschaltung.

1. Belastung 10 pF
2. Belastung 100 pF

Es wurden hier einige Möglichkeiten zum Frequenzausgleich angegeben. Sie lassen sich an fertigen Verstärkern leicht durch zusätzliche Anbringung einiger Schaltelemente durchführen. Es sei nochmals betont, daß eine Gegenkopplung nur da angewendet werden darf, wo eine genügende Reserve an steuerbarem Anodenstrom vorhanden ist, die so groß ist, daß auch an dem der höchsten Frequenz entsprechenden Außenscheinwiderstand die volle zur Aussteuerung des Verbrauchers notwendige Spannung abgegeben werden kann. Bei Verstärkern sehr großer Bandbreite wird diese Forderung allermeist nur in Anfangsstufen erfüllt sein.

Die Aussteuerkurve.

Die maximal benötigte Spannung soll, wie vorstehend ausgeführt wurde, möglichst bei allen Frequenzen vom Verstärker an den Verbraucher abgegeben werden können. Die abgebbare Spannung ergibt sich als Produkt aus dem maximal zu steuernden Anodenwechselstrom und dem Scheinwiderstand

des Ausgangs bei der betreffenden Frequenz. Dabei ist es völlig gleich, wie der Frequenzgang aussieht. Man muß daher am Ausgang des Verstärkers, wenn man mit kleinen Leistungen auskommen will, jeden cm Kapazität sparen.

Daraus ergibt sich die Forderung, die Endstufe durch eine möglichst kurze Leitung mit dem Verbraucher, z. B. Wehneltzylinder einer Braunschen Röhre zu verbinden, damit der Scheinwiderstand des Verbrauchers für alle Frequenzen möglichst groß bleibt. Der Vorverstärker kann dann mittels eines Kabels an einer Stelle getrennt werden, wo die kapazitive Belastung durch das Kabel an der Aussteuerfähigkeit noch nichts ausmacht, solange also die Spannungen noch genügend klein sind, z. B. 1 V.

Es wurde bisher oft vor den Verbraucher ein Kathodenverstärker geschaltet und dieser durch ein Kabel mit ihm verbunden. Das ist bei breiten Frequenzbändern grundsätzlich unzweckmäßig. Man gibt zwar dem Generator damit einen sehr kleinen Innenwiderstand, so daß die Frequenzkurve trotz des Kabels annähernd linear bleibt. Da aber der Scheinwiderstand des Ausgangs infolge der mehrfach erhöhten Kapazität bei hohen Frequenzen stark

Für die Endstufe wurden wegen der geschilderten Schwierigkeiten neue Wege beschritten, wie im folgenden gezeigt wird. Der Hauptgesichtspunkt war dabei, möglichst kleine Anodenleistungen bei großer über das gesamte Frequenzband gleichmäßiger abgegebener Spannung.

Die Endstufe.

Das Problem der Endstufe ist meist das schwierigste bei der Planung von Verstärkern sehr großer Bandbreite. Es ist nicht mehr einfach, bei mäßigem

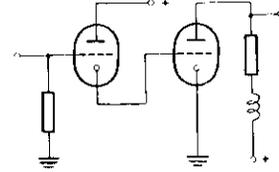


Abb. 10: Galvanisch gekoppelter Verstärker zur Gitterstromsteuerung der Endröhre.

Stromverbrauch mit normalen Röhren die erforderlichen Spannungen zu erreichen. Ein Parallelschalten mehrerer Röhren z. B. normaler Pentoden zur Erzielung des nötigen Anodenwechselstromes ist deshalb nicht möglich, weil die Kapazitäten sich jeweils auch vervielfachen, so daß praktisch keine wesentliche Erhöhung der Ausgangsspannung erreicht wird. Der lineare Frequenzgang und die Aussteuerkurve des Endrohres müssen dadurch sichergestellt werden, daß der Anodenscheinwiderstand über den ganzen Frequenzbereich möglichst konstant bleibt, wie oben schon erörtert. Aus der Größe des verfügbaren Wechselstromes, der gesamten Ausgangskapazität, deren Größe durch den anzuschließenden Verbraucher mit bestimmt wird, und dem bei dieser Kapazität noch anwendbaren Anodenwiderstand, der um so kleiner ist, je größer die Ausgangskapazität wird, bestimmt sich die Spannung, die die

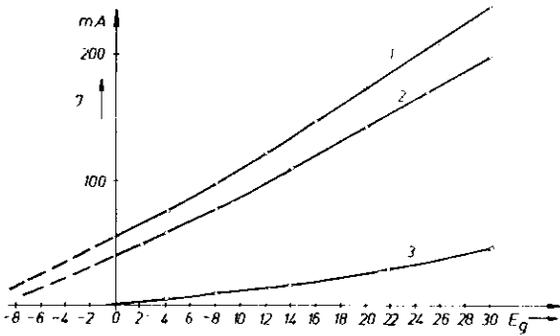


Abb. 9:

Arbeitskennlinien der Röhre RS 394 für $R_a = 500 \Omega$;

1. Anodenstromkurve für $E_a = 250 \text{ V}$
2. Anodenstromkurve für $E_a = 185 \text{ V}$
3. Gitterstromkurve.

absinkt, muß auch, weil der im Endrohr steuerbare Strom für alle Frequenzen der gleiche ist, die abgegebene Spannung mit der Frequenz absinken, oder man muß den Strom auf das Mehrfache erhöhen, was aber einen unerwünschten Leistungsverbrauch zur Folge hat.

Das Beispiel des Kathodenverstärkers zeigt am deutlichsten den Unterschied zwischen Frequenzkurve und Aussteuerkurve. Zwei gemessene Beispiele zur Aussteuerkurve für die AF 100 bei verschiedener kapazitiver Belastung zeigt die Abb. 8. Man sieht, wie schnell die Aussteuerbarkeit etwa anzuschließender Verbraucher mit wachsender Kapazität abnimmt, obwohl der Frequenzgang nahezu linear ist. Bei den Messungen wurde bis zu einem bestimmten möglichst kleinen Gitterstrom (1 μA) gesteuert.

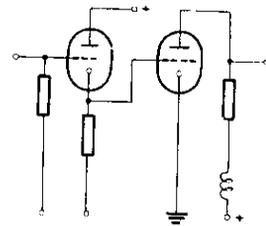


Abb. 11: Endstufe mit vorangehender Kathodenverstärkerstufe.

Endstufe abgeben kann. Sehr günstige Kapazitätswerte haben im allgemeinen kleine Trioden, wie sie normalerweise zur Erzeugung von Dezimeterwellen dienen. Die Ausgangskapazität beträgt nur ca. 2 bis 3 pF. Außerdem vertragen diese Röhren einen großen Kathodenstrom. Die RS 394 wurde als Bildendstufe für eine Bandbreite von 20 MHz untersucht. Die Kennlinie der Röhre liegt, wie aus Abb. 9 er-

sichtlich ist, wo dynamische Kennlinien bei einem Ausgangswiderstand von 500 Ohm aufgenommen wurden so, daß zur Hauptsache eine Steuerung im positiven Gitterspannungsbereich in Frage kommt. Nur dann läßt sich bei großen Kathodenströmen die Anodenverlustleistung in den geforderten Grenzen halten. Man kann sogar dann grundsätzlich die Anodenspannung nur so groß wählen, wie sie gerade noch bezüglich der abzugehenden Wechselspannung sein kann. Hierdurch kommt man zu sehr viel kleineren Anodenleistungen, als dies bei normalen Verstärkerpentoden, die vielfach auch als Endstufen in Breitbandverstärkern verwendet werden, der Fall ist. Je nach Lage der Kennlinie kann man nur im positiven Gitterspannungsbereich steuern oder auch im positiven und negativen. Im ersten Fall kann, wie Abb. 10 zeigt, die Gitterstrecke der Endstufe selbst als Kathodenwiderstand der Steuerröhre dienen, sofern die Gitterstrecke einen geeigneten Innenwiderstand, der zweckmäßig etwa 1000 Ohm beträgt, besitzt, und Gitterstrom der Endröhre sowie Kathodenstrom der Vorröhre in Einklang gebracht werden können.

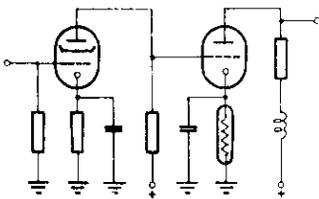


Abb. 12: Anodenseitige galvanische Kopplung zur Gitterstromsteuerung der Endstufe.

Im zweiten Fall (Abb. 11) erhält die Steuerröhre einen Kathodenwiderstand, der etwa der 10fachen Größe des Innenwiderstandes Gitter-Kathode der Endstufe entspricht.

Der dynamische Widerstand eines Kathodenverstärkers ist, wenn das als Verstärker benutzte Rohr genügend große Steilheit hat, sehr klein, so daß sich über den gesamten Steuerbereich der Endstufe auch beim Uebergang vom Gitterstromlosen in den Gitterstrombereich der Frequenzgang nicht ändert. Ebenso tritt praktisch kein Knick der Kennlinie ein. Der Kathodenverstärker hat noch den Vorteil, daß die dynamische Eingangskapazität infolge der Gegenkopplung geringer ist als die statische. Bei verschiedenen untersuchten Röhren betrug die Kapazitätsabnahme ca. 4 pF.

Die Forderung, daß der Widerstand der Gitter-Kathodenstrecke möglichst nicht kleiner als 1000 Ohm sein soll, ergibt sich daraus, daß die Verstärkung der Kathodenstufe möglichst nahe an 1 bleiben soll, zumal der Eingangswiderstand des Endrohres infolge der Eingangskapazität und Anodenrückwirkung bei hohen Frequenzen ohnehin schon stark absinkt. Aber auch da ist es nur eine Röhrenfrage,

wie weit der Kathodenwiderstand des Kathodenverstärkers verkleinert werden kann, ohne daß dabei die Verstärkung zu gering wird.

Eine zweite Möglichkeit, das Endrohr zu steuern, besteht darin, daß man es anodenseitig direkt an die Vorstufe ankoppelt (Abb. 12). Soweit man im Gitterstrombereich arbeitet, wird wohl im allgemeinen der Frequenzgang durch den Widerstand der Gitter-Kathodenstrecke bestimmt und ist bei gegebenem Rohr an dieser Stelle mittels Drossel nicht beeinflussbar. Ist er z. B. 300 Ohm, was bei einer Dezimeterröhre gemessen wurde, so ist der Frequenzgang bei Steuerung im Gitterstrombereich genügend linear. Dabei kann dann der Außenwiderstand der Vorröhre einige Tausend Ohm groß sein. Er dient praktisch nur der Stromzufuhr. Der gitterstromlose Teil der Kennlinie der Endstufe kann in dem Fall auch durchgesteuert werden. Die Aende-

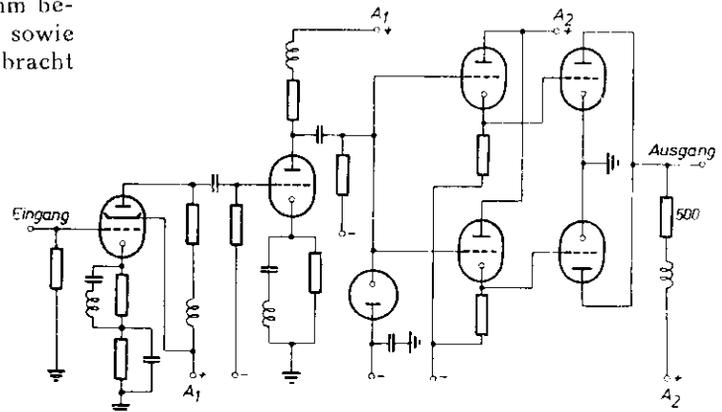


Abb. 13: Schaltung eines Verstärkers für 150 Volt Ausgangsspannung.

rung des Frequenzganges wird dabei durch die Größe des Außenwiderstandes der Vorröhre und die schädlichen Kapazitäten bestimmt. Unter gewissen Umständen läßt sich bei einer geringeren Bandbreite dieser Bereich zur Uebertragung der Synchronisierzeichen benutzen. Eine geringere Bandbreite erscheint zumindest gerechtfertigt, wenn auf die Synchronisierzeichen keine Störungen treffen können. Gleichzeitig hat man einen Gewinn an Ausgangsspannung.

Die Konstanzhaltung des Stromes der Endröhre wurde dadurch bewirkt, daß als Kathodenwiderstand ein mit einer entsprechend großen Kapazität überbrückter Eisenwasserstoffwiderstand verwendet wurde. Es kann auf diese Weise zwar die Kennlinie etwas hin und her wandern, jedoch kann niemals der Strom der Endstufe auf unzulässige Werte ansteigen. Damit wird die bei Gleichstromverstärkern notwendige Stabilisierung erreicht.

Will man nun bei linearem Frequenzgang im gitterstromlosen wie im Gitterstrom-Bereich steuern, dann muß man den Anodenwiderstand der Vorröhre evtl. mit in Serie geschalteter Drossel so bemessen, daß der lineare Frequenzgang in genügen-

dem Maße gewährleistet wird. Dann kann auch die Gitter-Kathodenstrecke der Endröhre einen großen Innenwiderstand haben.

Beispiel eines Verstärkers.

Es soll nun noch die Planung eines Verstärkers für besonders hohe Leistung als Beispiel gebracht werden (Abb. 13). Die Verstärkung soll bis 15 MHz möglichst linear, die abgebbare Spannung etwa 150 V sein. Die Spannung soll von einem positiven Maximalwert zu negativen Werten gesteuert werden. An 500 Ohm Außenwiderstand ist dazu eine Stromschwankung von 300 mA notwendig. Das bedingt die Parallelschaltung von zwei Röhren RS 394. Bei 15 pF Anschlußkapazität des Verbrauchers ist der Frequenzgang der Endstufe genügend linear. Den nur anodenseitig parallel geschalteten Röhren

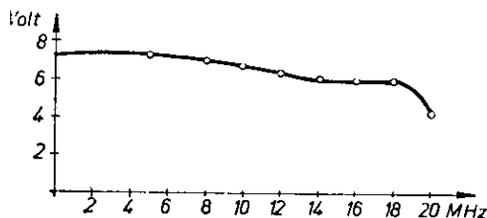


Abb. 14: Frequenzkurve des Verstärkers nach Abb. 13.

wurde je eine Kathodenstufe vorgeschaltet. Aus Abb. 9 sind die dynamischen Kennlinien zu entnehmen. Zur Steuerung des erforderlichen Stromes werden rund 30 V gebraucht. Die Gitterstromkennlinie ist ebenfalls gezeichnet. Es ist ersichtlich, daß schon der Ohmsche Eingangswiderstand mit steigendem Gitterstrom absinkt. Er beträgt 1000 Ohm bei kleinen Strömen. Mit steigender Frequenz wird der Eingangsscheinwiderstand des Rohres infolge der Eingangskapazität auch wesentlich kleiner; er sinkt auf ca. 300 Ohm bei 20 MHz. Dabei war die Eingangskapazität dynamisch gemessen 27 pF. Zur Erreichung der Steuerspannung von 30 V sind daher bei 20 MHz 90 mA Stromschwankung notwendig. Die Vorstufe muß in der Lage sein, diese Stromschwankung herzugeben. Als hierzu geeignetes Rohr wurde eine kleine 12-Watt Triode gewählt. Als Kathodenverstärker hatte sie bei 300 Ohm Kathodenwiderstand und 40 bis 50 mA Anodenstrom eine Verstärkung von 0,85, was als außerordentlich günstig bezeichnet werden muß. Es muß dieser Röhre eine Steuerspannung von ca. 40 V zugeführt werden, wenn die Endstufe angesteuert werden soll. Die beiden Kathodenverstärker waren gitterseitig parallel geschaltet; die dynamische Eingangskapazität war 17 pF. Die Vorverstärkeröhre hierzu muß nun wieder, da R_a kaum größer als 500 Ohm gemacht werden kann, ca. 80 mA Stromschwankung steuern lassen. Als Röhre wurde die gleiche Triode verwen-

det, wie als Kathodenverstärker. Zwischen der Steuerröhre und den Kathodenverstärkerstufen befand sich noch eine Schwarzsteuerung, die derart geschaltet ist, daß die Kathodenstufen bei kleinem Ruhestrom zu größeren Strömen gesteuert wurden. Eine Röhre RV 12 P 10 war schließlich bei einem R_a von 300 Ohm in der Lage, den Verstärker auszusteuern. Bei der ersten und zweiten Röhre wurden noch zum Frequenzgangausgleich Gegenkopplungen in Form von Leitkreisen eingebaut, was, wie oben schon gesagt, in Vorstufen zulässig ist, da noch genügend Stromreserve vorhanden ist.

Der endgültige Frequenzgang läßt sich aus Abb. 14 ersehen. Die Gesamtverstärkung betrug 20fach. Die bei voller Aussteuerung des Verstärkers maximal abgebbare Spannung ist bei einer Frequenz von 15 MHz etwa 130 V und steigt mit abnehmender

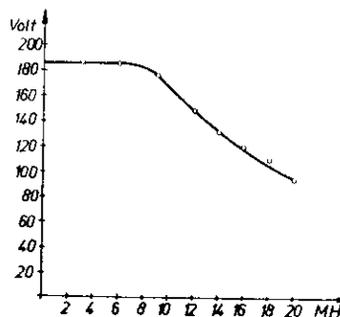


Abb. 15: Aussteuerkurve des Verstärkers nach Abb. 13.

Frequenz bei kleinem Mittelwert der Stromkurve auf nahezu 200 V. Da die abgebbare Spannung 150 V betragen sollte, ist der Wert von 130 V bei der höchsten Frequenz als annähernd ausreichend zu bezeichnen. Die Aussteuerkurve zeigt Abb. 15. Bei der Aufnahme der einzelnen Werte wurde jeweils bis an die Grenze der Uebersteuerung gegangen, diese Kurve darf, wie nochmals betont sei, nicht mit der Frequenzkurve verwechselt werden. Abb. 16 zeigt den fertigen Verstärker.

Es wurde hier als Beispiel ein Verstärker gewählt, bei dem weitgehend alle Möglichkeiten ausgenutzt wurden, die Leistung möglichst groß, den Aufwand möglichst klein zu machen. Für kleine Spannungen, z. B. zur Steuerung normaler Braunscher Röhren, die etwa 20 bis 30 V benötigen, lassen sich bei Zugrundelegung der beschriebenen Vorschläge sehr kleine Verstärkerendstufen für 20 MHz Bandbreite bauen. Die oben erwähnte 12-Watt Triode konnte dabei bei einer Spannung von nur 85 V an der Anode als Endröhre betrieben werden. Bei sehr sorgfältigem Aufbau und kleiner Eingangskapazität der Braunschen Röhre kann man sogar den Außenwiderstand noch über 500 Ohm erhöhen. Eine solche Endstufe läßt sich mit der Röhre AF 100 leicht aussteuern.

Abb. 17 zeigt ein zweites Beispiel eines normalen Bildendverstärkers für 50 Volt Ausgangsspan-

nung, die bei 20 MHz noch abgegeben werden kann, bei einer Gesamtverstärkung von 20. Bei der Messung war eine Kapazität von 10 pF entsprechend der Wehneltzylinderkapazität einer üblichen Braunschen Röhre angeschlossen. In das Schaltbild sind die Kapazitäten, Ströme und Spannungen eingetragen. Der

ders geeignete Röhren mit anderen Daten herstellen. Jedenfalls lassen sich auf diesem Wege Breitbandverstärker jeder Bandbreite betreffs ihres Leistungsaufwandes noch ganz wesentlich verbessern. Der Leistungsbedarf des ersten beschriebenen Verstärkers beträgt einschließlich Trägerverstärker und Gleichrichter sowie Netzgerät 150 bis 220 Watt je nach Aussteuerung derjenige des zweiten ohne Netzgerät nur 27 Watt.

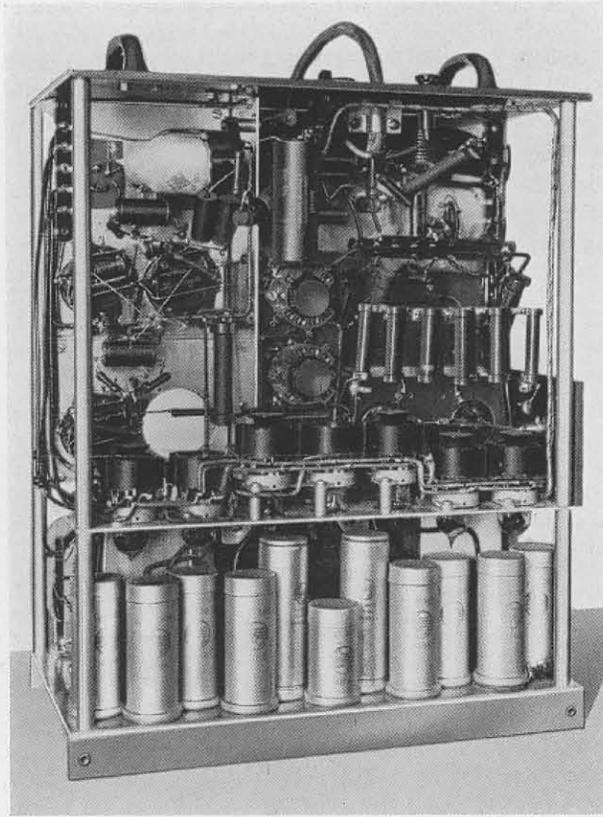


Abb. 16: Ausgeführter Verstärker für 15 MHz Bandbreite u. 150 V Ausgangsspannung m. Trägerfrequenzteil (links).

Verstärker enthält eine Röhre AF 100 und zwei 12-Watt Trioden, sowie nach der letzten Stufe eine sogenannte Schwarzsteuerung. Die Ausmaße sind, wie aus Abb. 18 hervorgeht, sehr klein. Abb. 19 zeigt den Frequenzgang. Die Aussteuerkurve ist ebenfalls geradlinig entsprechend einem maximal steuerbaren Strom von ca. ± 50 mA und einem nahezu konstanten Außenwiderstand von 500 Ohm. Dieser Verstärker erscheint auch besonders günstig als Vorverstärker für eine Endstufe mit drei RS 394 über drei gitterseitig parallele Kathodenverstärkerstufen gesteuert (der vorher beschriebenen Art), die dann eine Spannung weit über 200 Volt für alle Frequenzen hergeben könnte. Der große Vorteil der Gitterstromsteuerung liegt eben darin, daß die Anodenspannung nicht sehr viel größer zu sein braucht als die abzugebende Wechselspannung. Wie weit man da gehen kann, ist selbstverständlich eine Röhrenfrage. Für die Entwicklung der vorherbeschriebenen Verstärker waren nur für andere Zwecke entwickelte Röhren (Dezimeterröhren) zur Verfügung. Für die genannten Zwecke lassen sich sicher beson-

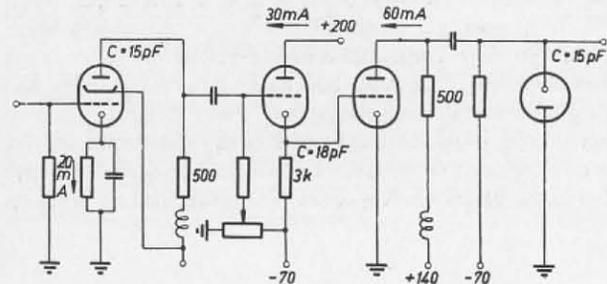


Abb. 17: Verstärkerschaltung für 50 Volt Ausgangsspannung bei 20 MHz.

Phasengang des Verstärkers.

Phasenmessungen an diesen Verstärkern sind bei den höchsten Frequenzen äußerst schwierig, wurden auch nicht vorgenommen. Die praktische Erfahrung zeigt jedoch, daß die Phasenlaufzeit für alle Frequenzen dann genügend konstant ist, wenn der Frequenzgang nicht wesentlich von der Linearität abweicht. Bei einer Gesamtanlage, die einschließlich trägerfrequentem Uebertragungsweg 24 Stufen umfaßt, wurden Phasenfehler in einem übertragenen Bild nicht beobachtet.

Zusammenfassung.

Es werden die Verhältnisse im NF-Verstärker für große Bandbreite untersucht. Für die Vorstufen

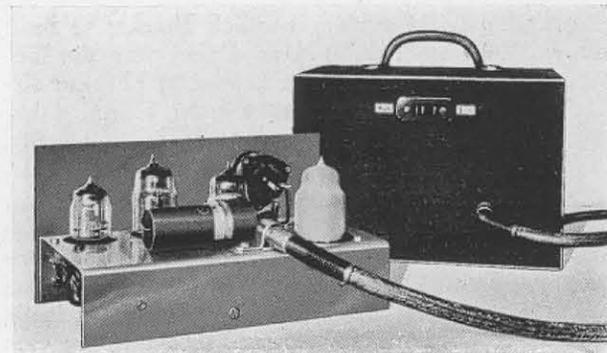


Abb. 18: Verstärker für 20 MHz Bandbreite und 50 V Ausgangsspannung einschließl. des Netzgerätes (rechts).

ist es zur Erzielung großer Verstärkungen besonders günstig, Einheiten zu verwenden, die aus Pentoden großer Steilheit und Trioden kleiner Kapazität bestehen. Bei Anwendung von Gegenkopplungen, ins-

besondere in Endstufen, nimmt bei allen hier in Frage kommenden Schaltungen die abgebbare Spannung mit wachsender Frequenz sehr stark ab, während der Frequenzgang nahezu linear bleibt. Es



Abb. 19: Frequenzgang des Verstärkers nach Abb. 17, Ausgangsbelastung 10 pF.

wird daher zwischen Frequenzgang und Aussteuerkurve eines Verstärkers unterschieden. Die Bemessung eines Verstärkers muß stets nach der höch-

sten Frequenz, die übertragen werden soll, erfolgen. Ein nachträglicher Frequenzgangausgleich durch Gegenkopplung wird daher zweckmäßig nur in Vorstufen vorgenommen, wo in jedem Fall genügend Reserve an aussteuerbarem Strom und an Steuerungsspannung vorhanden ist.

Der beste Wirkungsgrad für Bildendstufen wird durch Anwendung gitterstrom-gesteuerter kleiner Trioden bei niedriger Anodenspannung erreicht. Diese Endstufen werden zweckmäßig durch eine vorangehende Kathodenverstärkerstufe mit möglichst kleinem dynamischen Innenwiderstand in direkter Kopplung gesteuert.

Schrifttum.

- (1) F. Below, Fernseh-Hausmitt. 1, 1939, S. 144.
- (2) K. Brückersteinkuhl, Fernseh-Hausmitt. 2, 1941, S. 90.

Die trägerfrequente Uebertragung breiter Frequenzbänder.

Von Wolfgang Dillenburger.

(Eingegangen am 21. April 1941)

Inhalt: Die praktische Ausbildung einer trägerfrequenten Uebertragungsanlage für 15 MHz niederfrequente Bandbreite wird beschrieben.

Als höchste trägerfrequent mit voller Amplitude zu übertragende Frequenz soll im folgenden eine Modulationsfrequenz von 15 MHz angenommen werden. Höhere Frequenzen können mit einem entsprechenden Amplitudenabfall noch mit übertragen werden. Diese Uebertragung soll mittels zweier Seitenbänder erfolgen, wobei eine scharfe Begrenzung bei 15 MHz nicht unbedingt erforderlich ist. Die Bandbreite des Trägerfrequenzverstärkers soll demnach bei möglichster Linearität so groß sein, daß der Frequenzabstand der beiden Höchstwerte der Bandfilterkurven mindestens 30 MHz beträgt. Es ist zwar noch möglich, Bänder von 40 MHz Breite (35—75 MHz bei einer Trägerfrequenz von 55 MHz) entsprechend einer linearen Uebertragung eines niederfrequenten Frequenzbandes von 20 MHz Bandbreite einigermaßen linear zu übertragen, doch bringt erfahrungsgemäß die Uebertragung der Modulationsfrequenzen über 15 MHz mit voller Amplitude keine wesentliche Bildverbesserung mehr. Auch bei größerer Bandbreite wird infolge der notwendigen größeren Filterdämpfung und dadurch bedingten kleineren Stufenverstärkung die Stufenzahl sehr groß.

Wahl der Röhre.

Zur Zeit stehen für diesen Zweck die Röhre AF 100 und als ganz besonders gut geeignet die völ-

lig symmetrische Gegentaktrohre von Philips EFF 50 zur Verfügung. Bei der großen Bandbreite von 30 MHz kommt es noch mehr als bei den zur Niederfrequenzverstärkung verwendeten Röhren auf ein günstiges Verhältnis von Steilheit der Röhre zur Betriebskapazität der Röhre an.

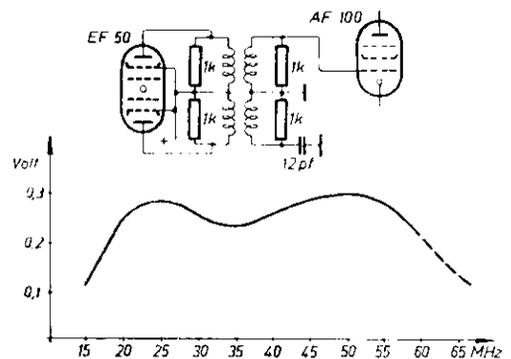


Abb. 1: Frequenzkurve einer Gegentaktstufe.

Art der Verstärkung.

Während man bei geringen Bandbreiten normale Eintaktverstärker ohne Schwierigkeiten anwenden kann, erweist es sich als besonders vorteil-

haft, bei sehr großer Bandbreite Gegentaktverstärker zu verwenden. Man erhält dadurch viel leichter symmetrische Frequenzkurven, da der Gegentaktverstärker in bezug auf Anordnung und Schaltung symmetrisch ist. In vielen Fällen werden unsymmetrische Eingänge oder Ausgänge an solche Verstärker angeschlossen sein. Zum Beispiel ist es recht vorteilhaft, den Abschlußwiderstand desselben als Ohmschen Widerstand in den Anodenkreis eines einzelnen Rohres zu schalten. Auch in diesem Fall

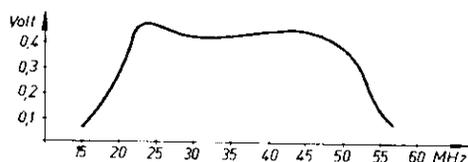


Abb. 2: Frequenzkurve eines dreistufigen Gegentaktverstärkers.

wird man den Verstärker in seinem letzten vor der Einzelröhre liegenden Filter völlig symmetrisch ausführen. Das fehlende Gegentaktrohr muß durch eine Kapazität und den Dämpfungswiderstand ersetzt werden.

Genau so verfährt man, wenn man von einer einfachen Eintaktstufe auf Gegentaktstufen übergeht. Man verliert allerdings bei einer solchen Anordnung die zweite Hälfte der Steuerspannung für das Eintaktrohr. Es ist aber kaum möglich, symmetrische Filterkurven zu erhalten, wenn die Sekundärspule des Filters einerseits an Erde und andererseits am Gitter des Endrohres liegt. Das Filter wird dann kapazitiv sehr unsymmetrisch, was schiefe Filterkurven zur Folge hat.

Wahl der Trägerfrequenz.

Für die Wahl der Trägerfrequenz sind folgende Gesichtspunkte maßgebend: Die größte praktisch ausführbare Bandbreite beträgt bei den überhaupt in Frage kommenden Trägerfrequenzen ca. 60% der höchsten vorkommenden Seitenbandfrequenz. Diese Begrenzung der Bandbreite ist durch die starke notwendige induktive Kopplung der Filter von über 70% bedingt. Dieser Wert läßt sich noch gut erreichen, ohne daß die kapazitive Kopplung zu stark wird. Daraus ergibt sich die niedrigste Trägerfrequenz für 30 MHz Bandbreite zu 35 MHz, also ein Band von 20 bis 50 MHz. Ferner besteht die Forderung, daß das niederfrequente und hochfrequente Band sich keinesfalls überschneiden dürfen. Da die Verstärker normalerweise das Frequenzband nicht scharf beschneiden, ergibt sich eine gewisse Abstandsforderung von niederfrequentem und trägerfrequentem Band. Schließlich spielt noch der Eingangswiderstand der Verstärkerröhre eine Rolle. Bei sehr hohen Frequenzen wird er infolge der Laufzeit der Elektronen so klein, daß er bereits in den Bereich der notwendigen Dämpfungswiderstände der Filter kommt. Er fällt zudem noch qua-

dratisch mit der Frequenz, so daß die Dämpfung über den Durchlaßbereich nicht konstant ist. Bei der Röhre AF 100 liegt daher die oberste Grenze der Frequenz bei ca. 75 MHz bei einem Filterwiderstand pro Röhre von 400—500 Ohm je nach Stufenzahl. Aus den erwähnten Gründen wird die Trägerfrequenz zweckmäßig zwischen 50—60 MHz gewählt. Bei Trägerfrequenzen zwischen 35 und 55 MHz wurde eine Stufenverstärkung von 4—5 erreicht. Die Abbildungen 1—3 zeigen einige gemessene Filterkurven über eine einzelne Verstärkerröhre, einen dreistufigen Verstärker sowie einen Verstärker mit Gleichrichter.

Die Bandfilter.

Die Filter forderten eine ganz besondere Ausbildung. Am geeignetsten erwiesen sich kleine konzentrische Zylinderspulen von etwa 15 mm Durchmesser. Bei einer Radiusdifferenz von 0,75 mm wurde für 35 MHz Trägerfrequenz eine Kopplung von 72% gemessen. Zur genauen Festlegung der Spulen wurde ein Draht von 0,1 mm in Gewinde von 0,4 bis 0,5 mm Steigung gelegt. Man erhält durch diesen Aufbau sehr kleine Kapazitäten und kann die Spulen genau symmetrisch bauen. Durch Abgleich bis auf eine halbe Windung läßt sich jede gewünschte Resonanzfrequenz genügend genau einstellen. Auch können die Spulen jederzeit ohne besonderen Abgleich mit genau denselben Werten vervielfältigt werden, zumal die Windungszahlen nur zwischen 6 und 12 Windungen liegen. Bei diesen Gegentaktfiltern ist es sehr wesentlich, jede Spulenhälfte getrennt zu dämpfen, andernfalls bilden sich Resonanzstellen der einzelnen Spulenhälften aus. Der Abgleich wurde so vorgenommen, daß die einzelnen Spulen ohne Dämpfungswiderstand auf die gleiche Resonanzfrequenz gebracht wurden, z. B. 31 MHz bei 35 MHz Trägerfrequenz. Die Kopplung wurde vorher ausgemessen. Bei richtigem Aufbau des Verstärkers ist dann die Frequenzkurve genügend linear. Hat man einmal die Spulen genau festgelegt,

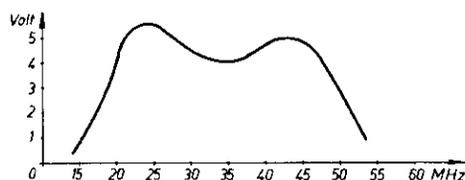


Abb. 3: Frequenzkurve eines zweistufigen Gegentaktverstärkers mit Gleichrichter.

so ist bei der Herstellung einer größeren Zahl von Verstärkern gleichen Aufbaus ein Abgleichen des einzelnen Verstärkers nicht mehr notwendig. Die Größe der Dämpfungswiderstände ist mit wachsender Stufenzahl zu verkleinern.

Der Aufbau.

Die einzelnen Stufen des Verstärkers wurden auf kleinen voneinander isolierten Blechen aufge-

baut. Jede Röhre erhält einen einzigen Erdpunkt, der auf kürzestem Wege mit dem Blech verbunden ist. Die Bleche selbst sind fortlaufend an einer geeigneten Ecke untereinander verbunden. Die Filter werden unmittelbar an den Sockeln der Röhren angelötet.

Gleichrichter.

Der Gleichrichterbelastungswiderstand muß mit Rücksicht auf das große zu übertragende Frequenzband verhältnismäßig klein sein, ca. 300—400 Ohm je nach Anschlußkapazität des Verbrauchers. Gleichzeitig soll der Widerstand als Dämpfungswiderstand für das vorgeschaltete Filter ausreichend sein. Mit Rücksicht auf diesen kleinen Nutzwiderstand soll zur Erzielung eines guten Wirkungsgrades der Innenwiderstand des Gleichrichters möglichst nicht größer als 100 Ohm sein. Die Kennlinien sind in Abb. 4 dargestellt. Bei den benutzten Dioden war die Dämpfung durch Innen- und Außenwiderstand jedoch nicht ausreichend. In den meisten Fällen wird noch eine zusätzliche Primärdämpfung des Filters nötig sein. Man muß versuchen, die Primärdämpfung so klein wie irgend möglich zu machen. Normalerweise werden diese Gleichrichter, da naturgemäß die Spannungen, die sie hergeben, nicht sehr groß sein können, im quadratischen Kennlinienteil arbeiten. Die sich daraus ergebende Gradationsverzerrung kann durch eine nachfolgende Niederfrequenzstufe entgegengesetzter Kennlinienkrümmung ausgeglichen werden.

Der quadratische Kennlinienteil der Diode macht sich um so weniger bemerkbar, je größer der Außenwiderstand bzw. je kleiner der Innenwiderstand der Diode ist, d. h. die Gradationskennlinie wird in einem um so größeren Bereich linear ver-

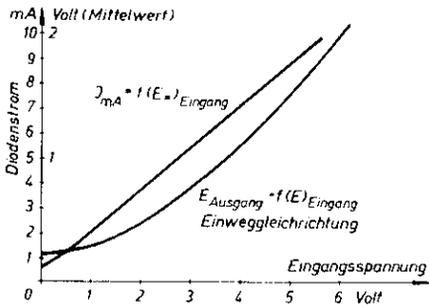


Abb. 4: Dynamische Kennlinie einer Gleichrichterdiode bei 400 Ω Richtwiderstand.

laufen. Man kann auch den im krummen Teil der Kennlinie liegenden Steuerbereich für die Synchronisierimpulse verwenden, sofern diese, wie z. B. heute üblich, 30 % des Maximalpegels betragen.

Modulationsgerät.

Da eine Trägerfrequenz von 35 MHz bei Hochfrequenzbrückenschaltungen Schwierigkeiten im Phasenabgleich erwarten ließ, wurde ein normales

Modulationsgerät mit ca. 30 % Restträger nach Abb. 5 gebaut. Als Modulationsröhre wurde die Röhre RV 12 P 2000 verwendet. Das Gerät wurde in zwei Stufen, eine für die Synchronisierung, und eine für die Modulation gebaut. Am Bremsgitter wurde moduliert, wobei Anodenspannung und Schirmgitterspannung 70 Volt betragen. Die Modulationskurve zeigt Abb. 6. Die Anodenspannung

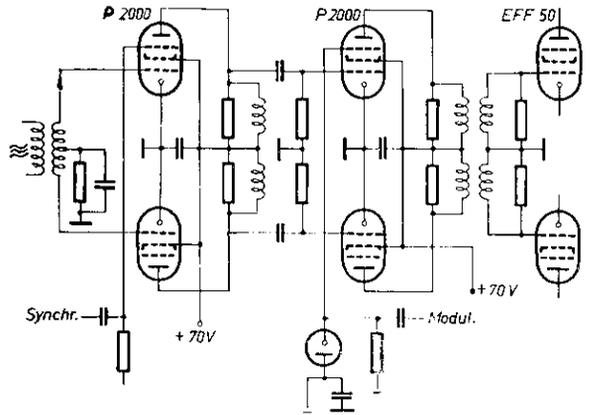


Abb. 5: Modulationsgerät.

wurde so klein gewählt, um eine möglichst große Steilheit für die Bremsgittersteuerung zu erreichen. Die anodenseitige Dämpfung war größer als dies zur Erreichung der nötigen Bandbreite erforderlich gewesen wäre, um etwaige Phasenfehler, die durch Dämpfungsänderung bei der Steuerung des Modulationsgerätes auftreten könnten, möglichst klein zu halten. Phasenfehler wurden im übertragenen Bild nicht beobachtet. Drei Verstärkerstufen gaben schließlich an 150 Ohm Ausgangswiderstand eine maximale Hochfrequenzspannung von 1,2 Volt. Die den Röhren P 2000 am ersten Gitter zugeführte trägerfrequente Spannung betrug ca. 0,75 Volt effektiv, am Eingang der Synchronisierstufe ca. 2 Volt. Eine Niederfrequenzstufe mit folgender Schwarzsteuerung war der Modulationsstufe vorgeschaltet. Der Frequenzgang wurde so gemessen, daß bei konstanter Niederfrequenzeingangsspannung die niederfrequente Wechselspannung am Gleichrichter bestimmt wurde. Der Trägerkanal bestand außer dem beschriebenen Modulationsgerät aus 26 Meter Kabel von 150 Ohm Wellenwiderstand, an das am Ende nochmals zwei Trägerfrequenzstufen mit nachfolgendem Gleichrichter angeschlossen waren. Die gemessene Kurve zeigt Abb. 7. Sie entspricht voll und ganz den an die lineare Uebertragung des niederfrequenten Frequenzbandes gestellten Anforderungen. Dem Modulationsgerät war noch eine dreigliedrige Grenzfrequenzkette vorgeschaltet, die die Niederfrequenzkurve bei etwa 20 MHz auf Null abfallen läßt. Die Trägerfrequenz betrug 55 MHz, das Band von ca. 40—70 MHz wurde gleichmäßig verstärkt.

Ein Ausführungsbeispiel eines Modulationsgerätes zeigt Abb. 8. Links oben befindet sich in

einem Abschirmkasten der Generator für die Erzeugung der Trägerfrequenz. Die Austaststufe zur Einführung der Synchronisierzeichen ist ebenfalls an dem Kasten angebaut, so daß die Steuergitteranschlüsse in ihn hineinragen. Rechts folgt die Modulationsstufe mit dem dreistufigen Gegentaktträgerverstärker. Ausführung und Anordnung der Filter ist zu erkennen. Außerdem enthält das Gerät noch einen zweistufigen Niederfrequenzverstärker mit einer Schwarzsteuerungsstufe. Unten im Gerät ist der Netzanschlußteil zu sehen. Die einzelnen Stufen des Geräts sind zwecks besserer Entkoppelung auf getrennten Chassisplatten aufgebaut.

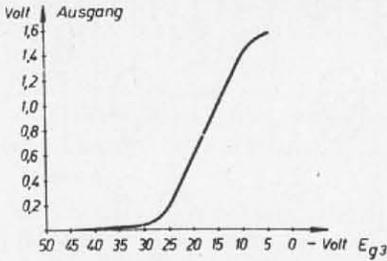


Abb. 6: Modulationskurve zu Abb. 5.

Wie schon erwähnt, muß es unbedingt vermieden werden, daß von der Photokathode der Abtasteinrichtung Wechselströme in den Verstärker gelangen können, deren Frequenzen in das Trägerband reichen. Das würde im übertragenen Bild einen starken zusätzlichen, unzulässig hohen Griefß ergeben. Der Abfall der Frequenzkurve normaler Niederfrequenzverstärker ist bei 20 MHz Bandbreite so flach, daß selbst Frequenzen von 40 MHz noch durchgelassen werden. Abb. 9 zeigt die Frequenzkurve eines solchen Verstärkers und außerdem die Kurve, die sich ergibt, wenn dem Verstärker eine Grenzfrequenzkette nachgeschaltet ist. Im Griefß enthaltene Frequenzen bis zu 40 MHz sind von der

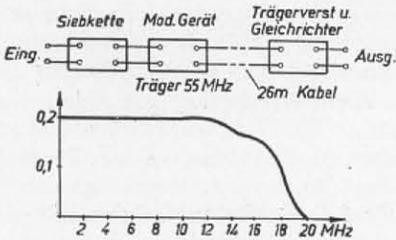


Abb. 7: Frequenzgang des gesamten trägerfrequenten Uebertragungskanal.

Photokathode aus immer vorhanden. Durch Interferenz mit dem Träger erzeugen sie einen sehr starken Griefß, der vielfach größer ist als der des niederfrequenten Bildes. Eine scharfe Begrenzung des Frequenzbandes bei der höchsten gewünschten Frequenz ist sehr von Vorteil und vermindert ohne sichtbare Beeinträchtigung der Bildschärfe schon

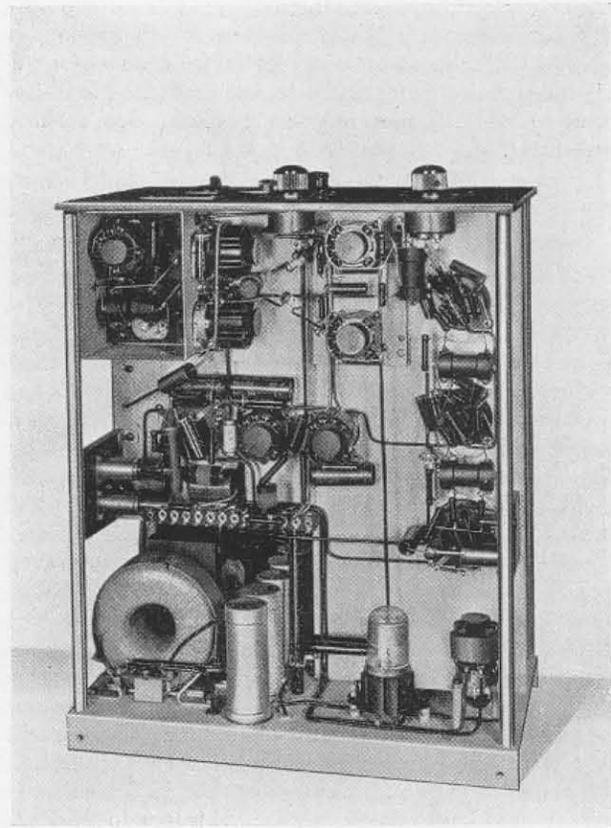


Abb. 8: Ausgeführtes Modulationsgerät.

den Griefß des niederfrequenten Bildes merklich. Man kann also besonders dann, wenn schon störender Griefß vorhanden ist, keinesfalls niederfrequenten und trägerfrequenten Band aneinander anschließen lassen. Eine so scharfe Begrenzung der Bänder, daß sie sich nicht zum Teil überschneiden, ist dann praktisch nicht möglich. Untersuchungen *) haben ferner ergeben, daß das Aneinanderanschließen der Bänder auch Störungen der Synchronisierung mit sich bringt. (Auftreten der als „Mausezähne“ bezeichneten Einzackungen der senkrechten Bildbegrenzungen).

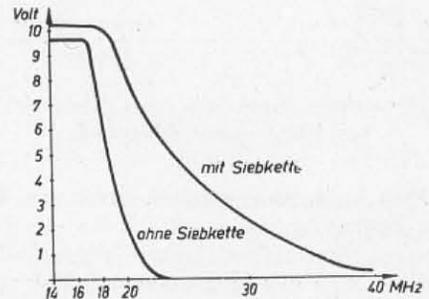


Abb. 9: Frequenzgang des Verstärkers mit und ohne nachgeschaltete Siebkette.

*) Ital. Pat. 389 517.

Zusammenfassung.

Zur Verstärkung sehr breiter trägerfrequenter Bänder sind Gegentaktverstärker besonders geeignet. Als geeignete Trägerfrequenz ergibt sich eine Frequenz zwischen 35 und 55 MHz. Niederfrequentes und hochfrequentes Band dürfen sich nicht überschneiden, da sich sonst im übertragenen Bild ein zusätzlicher Grieb störend bemerkbar

macht. Dies bestimmt die Wahl der Trägerfrequenz. Die höchste Frequenz des Trägerbandes wird durch die Eingangsdämpfung der benutzten Röhren begrenzt. Der Bau eines Modulationsgerätes mit ca. 30 % Restträger als Synchronisierpegel unter Anwendung der Röhre RV 12 P 2000 wird beschrieben. Es ist zweckmäßig, die niederfrequente Frequenzkurve mittels einer wenigstens dreigliedrigen Siebkette scharf zu begrenzen.

Erfinderische Mitarbeit

im Rahmen der Fernseh G. m. b. H.

Unsere Forschungsgesellschaft bearbeitet ein technisches Gebiet, in dessen Endsergebnissen eine Fülle von erfinderischer Arbeit steckt, die ihren Niederschlag auch in den Patentanmeldungen der Gesellschaft findet. Trotzdem wird es hier, wie auch bei anderen technisch sehr komplizierten Anlagen, selten möglich sein, bei einem der Geräte den Namen eines einzelnen Erfinders anzugeben. Die Fernsehgeräte stellen ähnlich wie die ausgedehnten Anlagen der Fernsprechtechnik und die in jahrelanger Aufbauarbeit entstandenen Geräte der Rundfunktechnik Leistungen dar, die nur durch Zusammenarbeit eines großen Stabes von Forschern, Ingenieuren, Physikern, Technikern und Facharbeitern entwickelt werden können.

Trotzdem erscheint es uns möglich, bei Betrachtung etwas längerer Entwicklungszeiträume im Rahmen unserer Gesellschaft einzelne Persönlichkeiten festzustellen, auf deren schöpferische Mitarbeit ein großer Teil des Ideengutes zurückgeht, das zur weitgehenden Lösung der unserer Forschungsgesellschaft gestellten Grundaufgabe des „Fernsehens“ geführt hat.

Da die Anzahl unserer deutschen Patentanmeldungen inzwischen die Zahl 1000 überschritten hat, erscheint uns ein Zeitpunkt gekommen, von dem aus rückblickend die persönliche Beteiligung einzelner herausgestellt und entsprechend gewürdigt werden kann. Wir geben daher im folgenden die Namen derjenigen zur Zeit bei uns tätigen Mitarbeiter an, deren Erfindungsvorschläge seit ihrem Eintritt in die Firma zu der auf der nächsten Seite angegebenen Anzahl von Patentanmeldungen geführt hat. Wenn wir uns auch darüber im klaren sind, daß diese rein statistische Erfassung kein Wertmesser für den Anteil jedes Einzelnen am fertigen Erzeugnis ist und insbesondere eine Fülle von technischer Kleinarbeit hierdurch nicht erfaßt wird, so kommt in der Zahl der Patent-

anmeldungen doch die erfinderische Leistung zum Ausdruck, die letzten Endes die Grundlage für die Weiterentwicklung des Fernsehens ist.

Das bei den meisten Erfindern angegebene Hauptsachgebiet der Erfindungen läßt gleichzeitig die Vielseitigkeit der Teilprobleme erkennen, die in unserer Forschungsgesellschaft unter dem Sammelbegriff des „Fernsehens“ bearbeitet werden.

Bei 50 und mehr Patentanmeldungen wurden als Erfinder genannt:

Dipl.-Ing. Herbert Bähring, Kippgeräte;
Dipl.-Ing. Wolfgang Dillenburger, Verstärkertechnik;
Dr. Werner Flechsig, Elektronenoptik;
Dr. Rolf Möller, Allgemeine Fernsehtechnik;
Dr.-Ing. Georg Schubert, Allgemeine Fernsehtechnik;
Ing. Kurt Thöm, Mechanisch-optische Präzisionsgeräte.

Bei 25 bis 49 Patentanmeldungen wurden als Erfinder genannt:

Dr. Rolf Colberg, Patentabteilung;
Dipl.-Ing. Johannes Günther, Fernsehkameras;
Dr.-Ing. Werner Hartmann, Photozellen und Bildsondenröhren;
Dipl.-Ing. Walter Hass, Sonderröhren;
Dr.-Ing. Theodor Mulert, Kippgeräte und Großprojektion;
Dipl.-Ing. Johannes Schunack, Gerätefertigung;
Dr. Heinrich Strübig, Kathodenstrahlröhren.

Bei 10 bis 24 Patentanmeldungen wurden als Erfinder genannt:

Dr.-Ing. Rudolf Behne, Bildspeicherröhren;
Chemiker Werner Fanslau, Hochvakuumchemie;
Dipl.-Ing. Richard Felgel v. Farnholz, Patentabteilung;
Ing. Max Heim, Konstruktionsbüro;
Dipl.-Ing. Wilhelm Reichel, Patentabteilung;
Dr. Helmut Richter, Kurzwellen-Sendertechnik;
Dipl.-Ing. Frithjof Rudert, Hochfrequenztechnik;
Dipl.-Ing. Horst Zschau, Optik und Photographie.