

## Die Bemessung des Ratiodetektors

Von O. Pfetscher und H. Wörner

Die Arbeiten „Zur Verwendung von Richtleitern im Verhältnisgleichrichter“ und „Aufbau und Wirkungsweise des Ratiodetektors“ in der FUNKSCHAU 1956, Heft 2, Seite 55 und Heft 4, Seite 142 sollten die Wirkungsweise des Verhältnisgleichrichters in den Grundzügen verständlich machen. Zur Bemessung der Schaltung ist eine rechnerische Behandlung des Problems erforderlich. Neben der bereits in den genannten Arbeiten erwähnten Theorie von H. Marko [1, 2] ist hier vor allem eine Arbeit von B. D. Loughlin [3] zu nennen. Beide Autoren kommen im wesentlichen zu denselben Ergebnissen.

Wir beschränken uns hier darauf, die Endformeln mitzuteilen. Von den verschiedenen Vereinfachungen, welcher man sich bei ihrer Herleitung bedient, seien nur die beiden Annahmen  $\frac{1}{KQ} \ll 1$  und  $R \ll \hat{u}^2 R_0$  erwähnt<sup>1)</sup>, die von H. Marko zur Erleichterung der Diskussion zusätzlich eingeführt wurden. Wir machen von ihnen im folgenden keinen Gebrauch, da sie in den praktischen Schaltungen, nicht oder nur schlecht erfüllt sind. Außerdem läßt die von uns gewählte Schreibweise (Einführung der normierten Kopplung  $KQ$  und des Widerstandsverhältnisses  $R_1/R$ ) die Zusammenhänge kaum schwieriger übersehen als die Näherung.

Im folgenden zunächst die Bedeutung der von uns verwendeten Größenbezeichnungen:

- $R_1 = R_R + R_Z$  Längswiderstand der Schaltung
- $R_R$  Richtwiderstand der Diode im Betrieb
- $R_Z$  Zusatzwiderstand
- $\hat{u}$  Übersetzungsverhältnis des Transrectors
- $K = (f_{ob} - f_{oa})/f_m$  relative Bandbreite
- $Q$  Kreisgüte des unbelasteten Bandfilters
- $R_0 = Q \cdot \sqrt{L_2/C_2}$  Resonanzwiderstand der Sekundärkreise
- $R$  Lastwiderstand in jedem Zweig der Gleichseite des Transrectors
- $U_d = U_D/\sqrt{2} = \frac{1}{2\sqrt{2}} (U_{b-} - U_{a-})$  Effektivwert der Nf-Ausgangsspannung
- $U_{gT}$  Effektivwert der Gitterspannung der Vorröhre (Trägerwert)
- $S$  Steilheit der Vorröhre im Arbeitspunkt
- $L_1$  Induktivität im Primärkreis
- $C_2$  Kapazität des Sekundärkreises
- $f_m = \frac{1}{4\pi \cdot \sqrt{L_2 \cdot C_2}}$  Bandmittemfrequenz
- $\Delta f = f - f_m$  Abweichung von der Bandmittemfrequenz

Die Theorie liefert:

a. als Bedingung für die bestmögliche Unterdrückung der Amplitudenmodulation die Beziehung:

$$R_1 = \frac{\hat{u}^2 \cdot R_0}{1 + K^2 Q^2} \quad (1)$$

b. bei Einhaltung dieser Vorschrift (1) je einen Ausdruck für den zulässigen maximalen Grad der Amplitudenmodulation  $m_{max}$ , für die Empfindlichkeit  $U_d/U_{gT}$  und für den kubischen statischen Klirrfaktor  $K_{3s}$ :

$$m_{max} = 1 - \frac{1}{\sqrt{(1 + 2 R_1/R)^2 + K^2 Q^2 \cdot (R_1/R)^2}} \quad (2)$$

$$\frac{U_d}{U_{gT}} = \frac{\hat{u}}{\sqrt{2}} \cdot S \cdot \sqrt{\frac{L_1}{C_2}} \cdot \frac{1}{K^2} \cdot \frac{1 - m_{max}}{\sqrt{(1 + 1/K^2 Q^2)^3}} \cdot \frac{\Delta f}{f_m} \quad (3)$$

Diese Empfindlichkeit gibt man in der Regel für eine Frequenzverstimmung  $\hat{\Delta f} = 15$  kHz an. Mit Rücksicht darauf, daß man die Ausgangsspannung nicht statisch, sondern dynamisch, d. h. bei einer Frequenzmodulation mit dem effektiven Hub  $\hat{\Delta f}/\sqrt{2}$  mißt, wurde an Stelle der bisher in der Rechnung verwendeten Gleichspannung  $U_D = \frac{1}{2} \cdot (U_{b-} - U_{a-})$ , die dem Scheitelwert entsprechen würde, auch für die Ausgangsspannung ein Effektivwert  $U_d = U_D/\sqrt{2}$  eingeführt.

<sup>1)</sup> Siehe die im nächsten Abschnitt folgende Zeichenerklärung.

Klirrfaktor:

$$K_{3s} \approx \frac{1}{K^2} \cdot \left( \frac{\hat{\Delta f}}{f_m} \right)^2 \cdot [a\xi - (a\xi)^2] \quad (4)$$

$$\left( a = \frac{1}{1 + 1/K^2 Q^2}; \xi = \frac{1}{1 + R_1/R} \right)$$

Üblicherweise gibt man diesen Klirrfaktor für einen Frequenzhub von der Größe  $\hat{\Delta f} = 45$  kHz an.

Ein interessantes Resultat der Theorie bedarf zum Schluß noch der Erwähnung: Für den Idealfall  $Q$  bzw.  $R_0 \rightarrow \infty$  und  $R_1 = 0$  ergibt sich für Verstimmungen  $\Delta f$  bis zur halben Bandbreite ein vollkommen linearer Verlauf der Demodulationskennlinie (Bild 1). Auch die

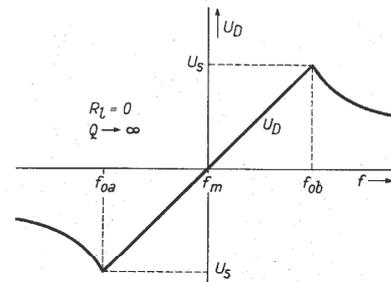


Bild 1. Demodulationskennlinie im Idealfall:  $R_1 = 0, Q \rightarrow \infty$

Gleichung (4) läßt erkennen, daß  $K_{3s}$  in diesem Fall verschwindet. Dieses Verhalten des Ratiodetektors ist deshalb im ersten Augenblick überraschend, weil man vom normalen Phasendiskriminator her gewöhnt ist, die Linearität durch Bedämpfung der Kreise zu verbessern. Auch in diesem Punkt unterscheiden sich also beide Anordnungen wesentlich.

### Die Bemessung der Schaltung und des Filters

#### 1. Die Bandbreite $K$

Nicht nur der Ausdruck für die Empfindlichkeit, sondern auch der für den Klirrfaktor enthält den Faktor  $1/K^2$ , d. h. beide Größen nehmen mit abnehmender Bandbreite zu. Man wird also bei Rundfunkgeräten versuchen müssen, die Bandbreite des Filters in mäßigen Grenzen zu halten und die hierdurch zunächst verschlechterte Linearität der Anordnung über andere Faktoren ( $R_1/R$ , s. u.) zu verbessern suchen. Gleichzeitig wird man jede andere Möglichkeit zur Vergrößerung der Empfindlichkeit voll ausnützen. Ein günstiger Wert für die Bandbreite beim UKW-Rundfunk ist:  $f_{ob} - f_{oa} \approx 300$  kHz, während man bei Batteriegeräten sogar noch ca. 200 kHz zuläßt.

#### 2. Das Verhältnis $L_1/C_2$

Zur Steigerung der Empfindlichkeit wird man das Verhältnis  $L_1/C_2$  groß machen. Der kleinste praktisch in Frage kommende Wert von  $C_2$  liegt für  $f_m = 10,7$  MHz bei ca. 50 pF, da die Kapazität des Sekundärkreises die mittlere Frequenz  $f_m$  beeinflusst und deshalb groß gegen dynamische und statische kapazitive Änderungen der angeschlossenen übrigen Schaltelemente sein muß. Bei der anderen Möglichkeit zur Vergrößerung des Faktors  $L_1/C_2$  in Formel (3) – nämlich durch Vergrößerung von  $L_1$ , d. h. durch Verkleinerung von  $C_1$  – stößt man weniger schnell an eine Grenze, da kleine Verstimmungen des Primärkreises (z. B. durch Änderungen der Ausgangskapazität der Vorröhre) wesentlich weniger ungünstig in die Wirkungsweise des Filters eingehen. Zur Erzielung einer hohen Empfindlichkeit macht man also  $L_1 > L_2$ , und zwar wählt man die Windungszahlen ungefähr im Verhältnis 3 : 1. Auf die Bemessung des eigentlichen Filters werden wir noch zurückkommen.

#### 3 Die Kreisgüte $Q$ des unbelasteten Filters

Nach der Theorie verbessert sich die Linearität der Demodulationskennlinie mit zunehmender Kreisgüte  $Q$ , aber auch der zulässige Modulationsgrad  $m_{max}$  wird, wie die Formel (2) zeigt, mit wachsendem  $Q$  größer. Legt man (z. B. durch geeignete Wahl von  $R_1/R$ )

## Ingenieur-Seiten: Ratio-Detektor

einen bestimmten maximalen Grad der Amplitudenmodulation (etwa  $m_{\max} \approx 30\%$ ) fest, so wächst schließlich auch die Empfindlichkeit mit der Güte  $Q$ , die außer in  $m_{\max}$  noch explizit in Formel (3) vorkommt. Man wird also  $Q$  so groß wie möglich machen. Praktisch läßt sich bei  $f_m = 10,7$  MHz eine Kreisgüte  $Q \approx 70$  ohne besonderen Aufwand erreichen.

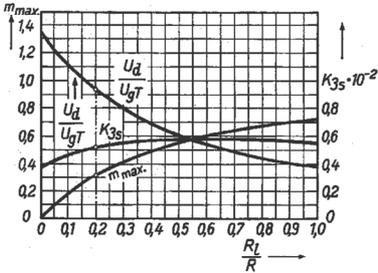


Bild 2.  $m_{\max}$ ,  $U_d/U_{gT}$  und  $K_{3s}$  als Funktionen von  $R_1/R$  bei optimaler AM-Unterdrückung für:  
 $f_m = 10,7$  MHz;  
 $f_{ob} - f_{oa} \approx 300$  kHz;  
 $C_1 = 30$  pF;  
 $C_2 = 50$  pF;  $Q = 72$ ;  
 $\bar{u} = 1,36$

### 4. Das Verhältnis $R_1/R$

In Bild 2 sind der zulässige Modulationsgrad, die Empfindlichkeit und der kubische statische Klirrfaktor für einen praktisch hergestellten Verhältnisgleichrichter (Bandmitte  $f_m = 10,7$  MHz) als Funktionen des Verhältnisses „Längswiderstand zu Lastwiderstand“ nach den Formeln (2) bis (4) berechnet und graphisch dargestellt. Der Schaltung liegen die folgenden Daten zugrunde:  $Q = 72$ ;  $K = 27,6 \cdot 10^{-3}$ ;  $\bar{u} = 1,36$ ;  $L_1 = 7,4$   $\mu$ H;  $L_2 = 1,11$   $\mu$ H;  $C_1 = 30$  pF;  $C_2 = 50$  pF;  $S \approx 2,8$  mA/V (Verwendung der EF 89 als Vorröhre). Man erkennt, daß man mit dem Wert  $R_1/R = 0,2$ , wie er bei diesem Radiodetektor gewählt wurde, einen günstigen Kompromiß zwischen den z. T. einander widersprechenden, technischen Forderungen eingeht. Bei einem kubischen statischen Klirrfaktor von  $\approx 0,52\%$  und einem zulässigen Amplitudenmodulationsgrad von  $\approx 31\%$  errechnet sich für die Empfindlichkeit der Wert:  $U_d/U_{gT} \approx 0,93$ .

### 5. Der Aufbau des Filters und die Einstellung der Kopplungen

Ein für die Frequenz  $f_m = 10,7$  MHz praktisch ausgeführtes Ratiofilter ist in Bild 3 dargestellt. Die Primärspule  $L_1$  besteht aus einem feststehenden Teil  $L_1'$  und einem beweglichen, d. h. auf dem Spulenträger  $T$  verschiebbaren Teil  $L_1''$ . Die Spule  $L_1'$  ist – um unerwünschte Phasendrehungen zu vermeiden – so fest wie möglich mit der Tertiärspule gekoppelt, deren Induktivität  $L_3 \approx L_2$  ist. Die Spule  $L_3$  ist galvanisch mit der Mitte der Sekundärspule  $L_2-L_2$  verbunden. Diese ist bifilar gewickelt. Damit wird eine möglichst feste Kopplung der beiden Spulenhälften  $L_2$  miteinander, eine genaue elektrische Lage der Mittelanzapfung und eine möglichst symmetrische Kopplung  $K_{12}$  der beiden Spulenhälften  $L_2$  mit dem beweglichen Teil  $L_1''$  der Primärspule erreicht. Diese durch Verschieben von  $L_1''$  einstellbare Kopplung  $K_{12} = K$  bestimmt die gewünschte Bandbreite des Filters. Zuweilen wird diese veränderliche Kopplung auch zur Einstellung der optimalen AM-Unterdrückung benützt. Die Kopplungen  $K_{13}$  und  $K_{12}$  dürfen sich bei der Abstimmung des Filters (Kernverstellung) nicht merklich ändern. Die Spulendaten sind in Bild 3 angegeben.

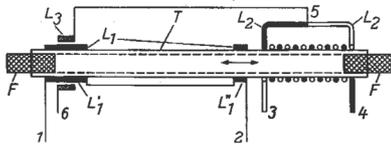


Bild 3. Aufbau des Ratiofilters – Windungszahlen:  $L_1' : 38$ ;  $L_1'' : 5$ ;  $L_3 : 7$  (Kupfer-Lackdraht,  $\varnothing = 0,25$  mm);  $L_2-L_2 : 14-14$  (Kupfer-Lackdraht,  $\varnothing = 0,3$  mm);  $F$ : Hf-Eisen Si 1 S M 6  $\cdot 0,75$ ;  $T$ : Spulenträger aus Polystyrol,  $\varnothing = 7,5$  mm

### 6. Längswiderstand $R_1$ und Lastwiderstand $R$

Da wir  $\bar{u}$ ,  $K$ ,  $Q$  und  $R_0 = Q \cdot \sqrt{L_2/C_2}$  bereits festgelegt haben, ist auch die günstigste Größe des Längswiderstandes  $R_1$  durch die Bedingung (1) für optimale AM-Unterdrückung

$$R_1 = \bar{u}^2 \cdot R_0 / (1 + K^2 \cdot Q^2)$$

eindeutig bestimmt. Mit den gewählten Zahlenwerten:  $L_2 = 1,11$   $\mu$ H;  $C_2 = 50$  pF;  $Q = 72$ ;  $\bar{u} = 1,36$  ergibt sich  $R_0 = 10,7$  k $\Omega$  und  $R_1 = 4$  k $\Omega$ . Aus  $R_1$  und dem gleichfalls bereits gewählten Verhältnis  $R_1/R = 0,2$  folgt schließlich die Größe des benötigten Lastwiderstandes zu  $R = 20$  k $\Omega$ .

Am besten würde man (was leider aus wirtschaftlichen Gründen nicht immer möglich ist) bei der Einregulierung der AM-Unterdrückung so vorgehen, daß man nach der Symmetrierung  $R_1$  fest eingestellt läßt und dann die Kopplung  $K = K_{12}$  solange ändert, bis sie den erforderlichen Wert besitzt (vgl. Formel (1)).

### 7. Zusatzwiderstand $R_Z$ und Richtwiderstand $R_R$

Der Längswiderstand  $R_1 = R_R + R_Z$  könnte – prinzipiell wenigstens – unter Verzicht auf einen Zusatzwiderstand  $R_Z$  allein von dem Richtwiderstand  $R_R$  der jeweiligen Diode gebildet werden, sofern man diese nur entsprechend hochohmig wählt. Das wäre aber aus zwei Gründen unzweckmäßig: Einmal liegen die Dioden, im Gegensatz zu den Widerständen  $R_Z$ , im Zwischenfrequenzkreis und verursachen infolgedessen eine Nutzsenspannungsteilung mit entsprechender Verminderung der Nf-Spannung; zum andern ist der Richtwiderstand  $R_R$  der Dioden aussteuerungsabhängig. Der Widerstand  $R_1$  kann also um so weniger als konstant angesehen werden, je kleiner  $R_Z$  ist. Es ist deshalb zu empfehlen,  $R_Z$  nicht kleiner als 1 k $\Omega$  zu wählen. Dann können auch noch mögliche Streuungen in der Fertigung der Radiostufe ausgeglichen werden. Nebenbei sei erwähnt, daß wegen dieser Beschränkung in  $R_Z$  (und damit in  $R_1$ ) auch die Bandbreite des Filters nicht beliebig groß gemacht werden kann, wie sich unmittelbar aus der Formel (1) für den optimalen  $R_1$ -Wert ergibt.

In der Regel ist man auf die Verwendung bestimmter Dioden angewiesen, deren Richtwiderstand  $R_R$  im Arbeitsbereich über den erforderlichen Längswiderstand  $R_1$  den benötigten Zusatzwiderstand festlegt. Dieser Wert  $R_R$  darf, insbesondere bei Richtleitern, nicht einfach aus dem meist bei Niederfrequenz gemessenen Richtkennlinienfeld entnommen, sondern muß bei der Betriebsfrequenz gemessen werden. Bei dem Germanium-Richtleiter RL 232 der Siemens & Halske AG ergab sich so für die in Frage kommende Aussteuerung der Wert  $R_R \approx 2,5$  k $\Omega$ .

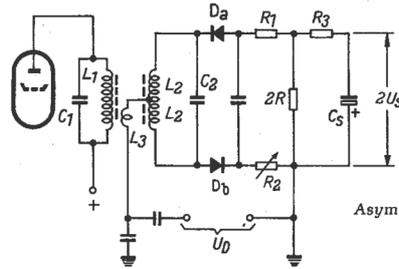


Bild 4. Asymmetrische Schaltung

### 8. Variationen der Schaltung

In der Hauptsache unterscheidet man die erdsymmetrische Schaltung, wie wir sie bisher ausschließlich unserer Betrachtung zugrunde gelegt haben, von der asymmetrischen Schaltung (Bild 4).

Bei der erdsymmetrischen Schaltung besteht der Arbeitswiderstand aus zwei gleichen, in Reihe geschalteten Teilen (R–R), die an ihrer Verbindungsstelle geerdet sind. Jeder Diodenzweig besitzt seinen eigenen Zusatzwiderstand  $R_Z$ .

Bei der asymmetrischen Schaltung, wie man sie z. B. beim Gebrauch der Röhre EABC 80 verwenden muß, ist die eine Seite des Nf-Ladepfades geerdet. Die Widerstände  $R$  sind in einen einzigen Lastwiderstand  $2R$  zusammengefaßt. Auch hier hat im allgemeinen jeder der Diodenzweige seinen eigenen Zusatzwiderstand  $R_Z$ . Diese erdsymmetrische Schaltung gestattet zwar im Gegensatz zur symmetrischen die volle Ausnutzung der Kondensatorspannung  $2U_s$  für die Anzeige, hat aber den Nachteil, daß die AM-Unterdrückung bei tiefen Frequenzen (Brumm) bis zu einem gewissen Grad versagt. Das rührt daher, daß die Ausgangsspannung hier nicht im Brückenast abgegriffen wird und der Kondensator  $C_s$  für die tiefen Frequenzen der AM-Modulation noch einen merklichen Widerstand bedeutet.

### 9. Die Wirkung von Unsymmetrien in der Schaltung und in den Bauteilen

Bisher wurde in allen Betrachtungen völlige Symmetrie der Schaltung vorausgesetzt. In diesem Fall hat auch die Demodulationskennlinie eine völlig symmetrische Lage, insbesondere fällt ihr Nullpunkt mit dem zur Ansteuerung auf der Bandmittenfrequenz gehörigen Punkt zusammen. Da dieser ideale Zustand über den gesamten Aussteuerbereich jedoch nur angenähert zu erreichen ist, muß noch ein Wort darüber gesagt werden, welche Wirkungen von den einzelnen Unsymmetrien ausgehen. Man unterscheidet dabei statische und dynamische Unsymmetrien.

<sup>2)</sup> Bei Verwendung der Röhre EABC 80 trifft dies nicht ohne weiteres zu, da deren Kathode  $K_1$  an Erde gelegt werden muß.

Zu den statischen gehören z. B. Unterschiede in den beiden Arbeitswiderständen R oder in den Kapazitäten  $C_L$ ; sie verschieben u. U. den Nullpunkt auf der Gleichseite des Verhältnissgleichrichters und verschlechtern die Linearität der Kennlinie.

Wesentlich schädlicher sind die dynamischen Unsymmetrien; das sind solche, die sich erst bei der Ansteuerung ausbilden. Hierher gehört z. B. die Wirkung von kleiner Ladekapazität  $C_L$ , die für die zwischenfrequenten Ströme einen unzureichenden Kurzschluß bilden. In diesem Fall entsteht eine unsymmetrische Komponente der Ausgangsspannung, die außerdem vom Quadrat des jeweiligen Stroms abhängt und daher nicht, wie andere Unsymmetrien, durch ungleiche Widerstände in den Längszweigen der Gleichseite (s. u.) kompensiert werden kann [1]. Weitere dynamische Wirkungen entstehen, wenn der Schwingkreis Kondensator  $C_2$  so klein ist, daß die Schwingkreis Kapazität von den aussteuerungsabhängigen Diodenkapazitäten merklich beeinflußt werden kann. Da sich in diesem Fall die Kennlinie im umgekehrten Sinn verschiebt als beim Vorhandensein zu kleiner Ladekapazität  $C_L$ , kann man (durch geeignete Wahl von  $C_L$ ) den einen Einfluß bis zu einem gewissen Grad durch den anderen aufheben.

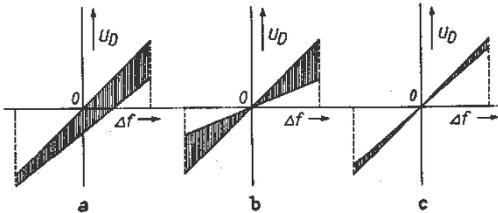


Bild 5. Die Abgleichschritte zur Beseitigung der Amplituden-Modulation; Schirmbild: a = ohne Abgleich, b = bei Symmetrieabgleich, c = bei Symmetrieabgleich und Einstellung optimaler Amplitudenunterdrückung

Aussteuerungsabhängige Unsymmetrien, wie sie durch zu geringe Kopplung  $K_{13}$  oder durch ungleiche Werte der Diodenwiderstände entstehen, lassen sich durch ungleiche Einstellung der Zusatzwiderstände  $R_Z$  in beiden Zweigen verbessern. Freilich muß in letztgenanntem Fall dafür gesorgt werden, daß der gesamte Längswiderstand  $2R_1$  nach Einstellung der Symmetrie den für die optimale AM-Unterdrückung vorgeschriebenen Wert behält. Das erreicht man am besten, indem man, nach Einstellung der Symmetrie mit einem veränderlichen Widerstand  $R_2$ , noch einen Widerstand  $R_3$  vor dem Nf-Ladekapazität  $C_2$  einfügt, mit dem man den Sollwert für  $R_1$  wieder herstellen kann. Es ist dann - Schaltsymmetrie vorausgesetzt -  $R_1 = R_{R1} + R_{Z1} = R_{R1} + R_1 + R_3/2 = R_{R2} + R_{Z2} = R_{R2} + R_2 + R_3/2$ . In unserem Ausführungsbeispiel ist:  $R_R \approx 2,5 \text{ k}\Omega$ ;  $R_1 = 1 \text{ k}\Omega$ ;  $R_3 = 1 \text{ k}\Omega$ ;  $R_2 = 0$  bis  $3 \text{ k}\Omega$  (veränderlich).

Zuweilen begegnet man dynamischen Unsymmetrien auch dadurch, daß man, unter Beibehaltung des Abgleichs mit einem veränderlichen  $R_Z$ , einen kleinen Gegenkopplungswiderstand mit der Tertiärspule in Reihe legt, der dann besonders bei hoher Diodenaussteuerung wirksam wird.

Der optimale Abgleich der Schaltung hinsichtlich Kompensation und Symmetrie ist nur für einen bestimmten Aussteuerbereich durchführbar, weil die wirksamen Richtwiderstände der Dioden  $R_{R1}$  und  $R_{R2}$  vom Grad der Aussteuerung abhängen. Man wählt  $R_Z$  meist so, daß die AM-Unterdrückung kurz vor dem Einsatz der Begrenzung der vorgeschalteten Treiberpentode ihren größten Wert hat. Beson-

ders kleine Amplituden interessieren im allgemeinen wegen des Rauschpegels nicht, sie sind höchstens bei Batterieempfängern von Bedeutung. Ohne die Pentodenbegrenzung hätte man - optimale Einstellung im Mittelbereich vorausgesetzt - bei großen Signalen Über-, bei kleinen Unterkompensation. In Bild 5a, b, c ist die Ausgangsspannung  $U_D$  als Funktion der Verstimmung  $\Delta f$  bei gleichzeitig vorhandener Amplitudenmodulation für die verschiedenen Abgleichschritte dargestellt.

10. Das vollständige Schaltbild des Ratiodetektors mit Germaniumdioden

In Bild 6 ist das Gesamtschaltbild eines praktisch ausgeführten Verhältnissgleichrichters wiedergegeben. Die Größen der einzelnen Schaltelemente sind eingetragen. In der Ausgangsleitung für die Niederfrequenz befindet sich das Deemphasieglied ( $\tau_D \approx 50 \mu\text{s}$ ). Dieses ist notwendig, da die hohen Modulationsfrequenzen üblicherweise senderseitig angehoben werden. Die negative Gleichspannung ( $-U_D$ ) leitet man dem Bremsgitter der Vorröhre zu und erzielt auf diese Weise eine gewisse Begrenzwirkung, die der Unterdrückung der Amplitudenmodulation zugute kommt. Im Punkt P kann man außer einer Regelspannung für die Vorstufe gegebenenfalls auch die Spannung für eine automatische Unterdrückung des Rauschens bei zu kleinem Eingangssignal abgreifen.

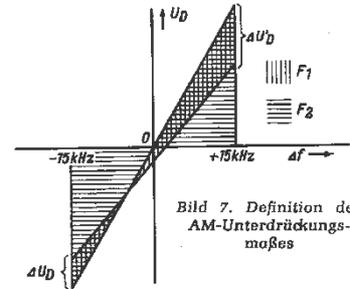


Bild 7. Definition des AM-Unterdrückungsmaßes

Messungen am Verhältnissgleichrichter

1. AM-Unterdrückung

Neben dem Verlauf der Demodulationskennlinie, die oszillografisch beobachtet werden kann, interessiert vor allem die Kontrolle und Messung der AM-Unterdrückung. Man bedient sich hierzu meistens der folgenden Methode: Auf das Gitter der Vorröhre wird ein zwischenfrequenter Träger gegeben, der gleichzeitig frequenz- und amplitudenmoduliert ist. Die Frequenz wird mit einem Ton von  $f_1 = 800 \text{ Hz}$  bei einem Hub von  $\pm 15 \text{ kHz}$  moduliert, während die Amplitude mit  $f_2 = 50 \text{ Hz}$  zu 30% moduliert ist. Legt man nun die Ausgangsspannung  $U_d$  des Ratiodetektors an den Vertikalverstärker, die Frequenz  $f_1 = 800 \text{ Hz}$  an den Horizontalverstärker eines Oszillografen, so erscheint auf dem Bildschirm der bekannte „Schmetterling“, der im allgemeinen, unsymmetrischen Fall die in Bild 7 skizzierte Form hat. Wir pflegen als Maß für die Unterdrückung das Flächenverhältnis  $\varphi = F_1/F_2$  zu definieren. (In Wirklichkeit ist sie doppelt so groß, da  $\Delta U_D$  im idealen Fall sinusförmiger Spannung die doppelte Nf-Amplitude bedeutet.) Mißt man auf diese Weise die AM-Unterdrückung als Funktion der Verstimmung, so erhält man die in Bild 8 wiedergegebenen Kurven. Sie sind an einem Richtleiterpaar RL 232 aufgenommen. Die AM-Unterdrückung ist also bei richtigem Abgleich in der Bandmitte ( $f_m$ ) am größten und nimmt mit steigender Verstimmung  $\Delta f$  ab. Man sieht ferner aus dem Diagramm, daß die Unterdrückung bis zu einem gewissen Grad von der Aussteuerung abhängt, was auf den aussteuerungsabhängigen Richtwiderstand der Dioden zurückzuführen ist.

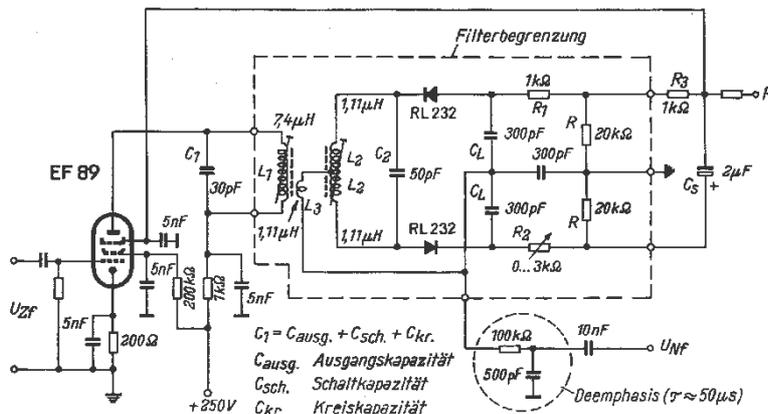


Bild 8. Ratio-Detektorstufe mit Richtleiterpaar RL 232 (Gesamtschaltung)

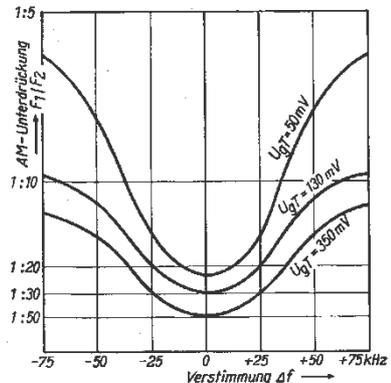


Bild 8. Die AM-Unterdrückung als Funktion der Verstimmung und Ansteuerung bei einem Ratiodetektor mit Richtleitern für Netzbetrieb. Richtleiter-Typ: RL 232; Temperatur  $20^\circ \text{C}$  (bei  $50^\circ \text{C}$  kann eine Auswanderung des Unterdrückungsminimums um etwa  $\pm 30 \text{ kHz}$  eintreten);  $f_m = 10,7 \text{ MHz}$ ;  $\Delta f = 15 \text{ kHz}$ ; AM = 30%

## Ingenieur-Seiten: Ratio-Detektor

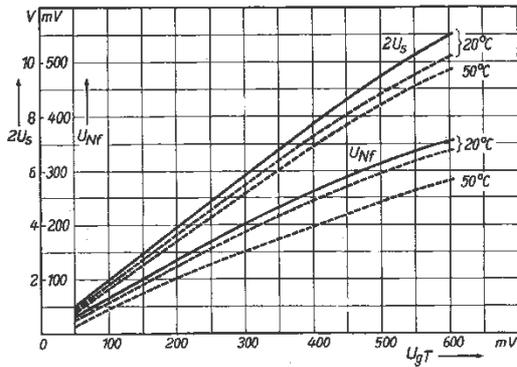


Bild 9. Nf-Ausgangsspannung  $U_{Nf}$  als Funktion der Zf-Eingangsspannung  $U_{gT}$  bei einem Ratiodetektor für Netzbetrieb (Messung unter praktischen Bedingungen mit Deemphasisglied und Lautstärkereger). Richtleiter-Typ RL 232;

$$f_m = 10,7 \text{ MHz}; \hat{\Delta f} = 15 \text{ kHz}$$

### 2. Zulässiger Grad der Amplituden-Modulation

Die vorher geschilderte, zur Bestimmung des Unterdrückungsmaßes verwendete Meßeinrichtung erlaubt auch unmittelbar die Ermittlung des zulässigen AM-Modulationsgrades  $m_{\max}$ . Erhöht man den Grad der Amplitudenmodulation nämlich allmählich, so tritt beim Erreichen von  $m_{\max}$  eine plötzliche Verzerrung des Schirmbildes auf.

Man kann die Größe  $m_{\max}$  aber auch mit einem Sender bestimmen, der lediglich frequenzmoduliert ist (Hub  $\approx 30 \text{ kHz}$ ). Die Amplitude des von ihm gelieferten, dem Ratiodetektor zugeführten zwischenfrequenten Trägers sei zunächst  $\hat{U} = \hat{U}_1$ . Ersetzt man jetzt

die vorher ermittelte Summenspannung  $2U_s$  durch die gleich große Spannung einer Batterie, hält also die Gleichspannung jetzt starr fest, während man die Amplitude  $\hat{U}$  der Zwischenfrequenz allmählich erniedrigt, so treten bei Erreichen eines bestimmten Wertes  $\hat{U} = \hat{U}_2$  niederfrequente Verzerrungen auf. Der maximal zulässige Grad der Amplitudenmodulation ist dann:  $m_{\max} = (\hat{U}_1 - \hat{U}_2) / \hat{U}_1$ .

### 3. Empfindlichkeit

Um einen Vergleich mit der errechneten Empfindlichkeit zu ermöglichen, wurde die Ausgangsspannung  $U_d$  vor dem Deemphasis-Glied mit Hilfe eines Röhrevoltmeters, dessen Eingangswiderstand größer als  $2 \text{ M}\Omega$  war, als Funktion der Gitterspannung  $U_{gT}$  der Vorröhre (EF 89) gemessen. Die Modulationsfrequenz betrug  $200 \text{ Hz}$  bei einem Frequenzhub  $\hat{\Delta f} = 15 \text{ kHz}$ . Der auf diese Weise gemessene Wert  $U_d / U_{gT} = 0,91$  für die Empfindlichkeit steht in befriedigender Übereinstimmung mit dem errechneten Wert:  $U_d / U_{gT} = 0,93$ . In praktischen Schaltungen, die unmittelbar auf die wirklichen Verhältnisse zugeschnitten sind (einschließlich Deemphasisglied usw.), liegt die Empfindlichkeit  $U_{Nf} / U_{gT}$  im allgemeinen, wie Bild 9 zeigt, um 20 bis 30 % niedriger. Die sich jeweils einstellende Summenspannung  $2U_s$  ist mit in das Diagramm eingetragen.

Vorstehende Ausführungen werden vielleicht manchenorts beim Bau von Ratiodetektoren mit Richtleitern (insbesondere auch für netzbetriebene Geräte) eine willkommene Hilfe sein.

(Mitteilung aus dem Wernerwerk für Bauelemente der Siemens & Halske AG.)

### Schrifttum

- [1] Marko, H.: Theorie u. Praxis des Verhältnisdetektors. Frequenz 6 (1952), 1 bis 10.
- [2] Marko, H.: Der Transrector. ein Ersatz-Vierpol für Gleichrichter. Frequenz 5 (1951), 196 bis 203.
- [3] Loughlin, B. D.: The Theory of Amplitude-Modulation Rejection in the Ratio Detector. Proc. Inst. Radio Engrs. 40 (1952), 289 bis 296.