

W. K l e e n : Aktuelle Röhrenfragen des ZF-Verstärkers.

I. Problemstellung :

Man mag leicht geneigt sein, anzunehmen, daß Ausführungen über Röhrenfragen des ZF-Verstärkers heute nicht aktuell seien, daß derartige Probleme längst eine Lösung gefunden hätten. Das ist jedoch keineswegs der Fall; allzuhäufig ist die Erscheinung vorhanden, daß das Rauschen eines Dezimeter- oder cm-Wellen-Überlagerungsempfängers maßgeblich durch das des ZF-Empfängers bestimmt wird. Vielfach tritt ferner die Schwierigkeit auf, daß wegen der erforderlichen großen Bandbreite eines Impuls-empfängers Röhren mit genügend großer Stufenverstärkung nicht zur Verfügung stehen. Wir haben weiterhin für Empfänger des cm-Wellenbereichs z.T. die Forderung der Verwendung sehr hoher ZF von z.B. $\lambda = 50 \dots 10$ cm. Diese Forderung tritt einerseits auf zwecks Erzielung guter Spiegelwellenselektion und andererseits, um bei Eintaktmischstufen durch genügenden Abstand zwischen Empfangs- und Überlagererfrequenz eine Transponierung des Überlagerererschusses in die ZF zu vermeiden. Für eine solche ZF-Verstärkung im Dezimeterwellengebiet standen bisher keine brauchbaren Röhren zur Verfügung.

Damit sind bereits die Fragen, über die hier gesprochen werden soll, umrissen. Es werden behandelt:

- a.) Die Verstärkung und Grenzempfindlichkeit von ZF-Röhren im Dezimeterwellenbereich,
- b.) Röhrenfragen bei der Verstärkung sehr breiter Übertragungsbereiche von mehreren MHz Bandbreite.

II. Allgemeine Beziehungen über Verstärkung und Empfindlichkeit.

Zur Einführung seien zunächst einige allgemeingültige Beziehungen angeführt, auf die im Laufe der Ausführungen zurückgegriffen wird:

- a.) Besitzt eine Eingangsmischstufe eine Grenzempfindlichkeit von kT_0 , der ZF-Empfänger eine solche von $m kT_0$, so ist die Grenzempfindlichkeit des gesamten Empfängers gegeben durch

$$\frac{\mathcal{K}}{\Delta f} = \left(n + \frac{m}{\eta} \right) k \sqrt{f_0} \quad (1)$$

In dieser Beziehung ist η der sog. Mischwirkungsgrad, d.h. das Verhältnis der zwischenfrequenten Signalleistung, die dem ZF-Empfänger zur Verfügung gestellt wird, zur hochfrequenten Eingangsleistung. η ist also mit anderen Worten die Leistungsverstärkung der Mischung. Dieser Mischwirkungsgrad kann zwar bei den im cm- und Dezimeterwellengebiet gebräuchlichen Dioden oder Detektoren theoretisch Werte von 100 % erreichen, praktisch liegt er im Dezimeterwellengebiet und cm - Wellengebiet jedoch wesentlich niedriger. Experimentell ermittelte Werte über η hat man für das Dezimeterwellengebiet zwischen etwa 20 und 50 cm, und man findet dort Werte in der Größenordnung von 0,1. Über den Mischwirkungsgrad von Mischdioden und Detektoren im cm-Gebiet ist bisher nichts Quantitatives bekannt; berechtigterweise anzunehmen ist jedoch, daß der Mischwirkungsgrad sicherlich nicht höher als 0,1 liegt, wahrscheinlich sogar wesentlich niedriger. Hat also die Mischstufe eine Empfindlichkeit von z.B. 100 kT_0 , so wird bei einer Empfindlichkeit des ZF-Empfängers von 10 kT_0 und einem Wirkungsgrad der Mischung von 0,1 die Grenzem-pfindlichkeit des Gesamtempfängers durch das Rauschen des ZF-Empfängers bereits um den Faktor 2 verschlechtert.

- b.) Die Grenzem-pfindlichkeit eines gittergesteuerten Verstärkers, ist in erster Näherung durch den Ausdruck

$$\frac{\mathcal{K}}{\Delta f} = \left(1 + k \frac{R_a}{R_e} \right) k \sqrt{f_0} \quad (2)$$

gegeben. Dabei ist R_a der äquivalente Gitterrauschwiderstand, R_e der Eingangswiderstand der ZF-Röhre. Man kann ableiten, daß diese Beziehung Gl.(2) nicht nur gilt für Röhren in Kathodenbasisschaltung, d.h. mit dem Ausgangskreis zwischen Anode und Kathode, sondern gleichfalls gültig ist für Röhren in Gitterbasisschaltung, d.h. mit dem Ausgangskreis zwischen
Gitter

Gitter und Anode. Im letztgenannten Fall ist unter R_e jedoch gleichfalls der in Kathodenbasis-Schaltung gemessene Eingangswiderstand der Röhre zu verstehen.

- c.) Die Verstärkung einer Breitbandverstärkerstufe ist gegeben durch die Beziehung

$$V_{\text{Stufe}} = \frac{S}{2 \cdot \bar{C} \cdot B_{\text{Stufe}}} \quad (3)$$

Hierbei ist S die Steilheit, $B_{\text{Stufe}} = 2 \pi \cdot \Delta f$ die Bandbreite der Stufe in Kreisfrequenzen, \bar{C} das Mittel aus Eingangskapazität C_e und Ausgangskapazität C_a einschließlich der ihnen parallel liegenden Schaltungskapazitäten. Bei voller Ankopplung des Eingangs einer Stufe an den Ausgang der vorhergehenden ist \bar{C} das arithmetische Mittel, nämlich

$$\bar{C} = \frac{C_e + C_a}{2} \quad (4)$$

Bei optimaler Ankopplung des Eingangs einer Röhre an den Ausgang der vorhergehenden ist \bar{C} das geometrische Mittel, nämlich

$$\bar{C} = \sqrt{C_e \cdot C_a} \quad (5)$$

Da stets $\sqrt{C_e \cdot C_a} \leq \frac{C_e + C_a}{2}$, kann man also durch optimale Teilankopplung zwischen zwei aufeinanderfolgenden Stufen stets eine höhere Stufenverstärkung erzielen, als bei voller Ankopplung, soweit nicht durch diese Teilankopplung zusätzlich Schaltungskapazitäten auftreten.

- d.) Zwischen Bandbreite B_{Stufe} , Verstärkung V_{Stufe} einer Stufe und den gleichen Größen des Gesamtverstärkers $B_{\text{Verst.}}$ und $V_{\text{Verst.}}$ bestehen bei n gleichartigen Stufen die Beziehungen

$$V_{\text{Verst.}} = V_{\text{Stufe}}^n \quad (6)$$

$$B_{\text{Verst.}} = B_{\text{stufe}} \sqrt{2^{\frac{1}{n}} - 1} \quad (7)$$

Auf das Problem des Breitbandverstärkers mit gegeneinander verstimmtten Kreisen soll hier als Röhrenfragen fernerliegend nicht näher eingegangen werden.

III. ZF - Verstärkung im Dezimeterwellengebiet.

Für die Verstärkung im Dezimeterwellengebiet haben wir eine Triode geschaffen, die die Typenbezeichnung LD 10 führt. Auf nähere Ausführungen über die Konstruktion dieser Röhre kann an dieser Stelle verzichtet werden, da der Vortrag der Herren Dr. Huber/Dr. Richter hierüber Einzelheiten bringt. Diese Röhre ist besonders geeignet für die Anwendung in Gitterbasisschaltung, d.h. Eingangskreis zwischen Gitter und Kathode, Ausgangskreis zwischen Gitter und Anode, und erst in dieser Schaltung kommen ihre Eigenschaften voll zur Geltung. Welche Vorteile besitzt hier und allgemein für das Dezimeterwellengebiet die Gitterbasisschaltung gegenüber der Kathodenbasisschaltung ?

- a.) Da in einer normalen raumladungsgesteuerten Röhre die Elektroden in der Reihenfolge Kathode, Gitter, Anode aufeinanderfolgen, bietet allein der Bezug der Kreise auf das Gitter als gemeinsamen Anschlußpunkt die Möglichkeit, diese Kreise ohne zusätzliche und unübersichtliche magnetische Verkopplung anzuschalten.
- b.) Der Eingangswirkleitwert einer Röhre in Gitterbasisschaltung ist oberhalb einer bestimmten Frequenz kleiner als der der gleichen Röhre in Kathodenbasisschaltung. Während der Eingangswirkleitwert einer Röhre in Gitterbasisschaltung durch den gesamten von der Kathode fortgehenden Elektronenstrom \int Elektr. bestimmt ist, ist für den Eingangswirkleitwert einer Röhre in Kathodenbasisschaltung der auf dem

Gitter

Gitter influenzierte Strom $\gamma_{\text{Infl.}}$ maßgeblich. Abb.1 zeigt in Abhängigkeit vom Laufzeitwinkel $\alpha = \omega \tau$ den Verlauf der Wirkkomponenten des Elektronenstromes und des Influenzstromes. Wie ersichtlich, besteht eine Grenze des Laufzeitwinkels oberhalb derer die Wirkkomponente des Influenzstromes größer wird als die des Elektronenstromes, der Eingangswirkleitwert der Röhre in Kathodenbasisschaltung also schlechter ist, als der der gleichen Röhre in Gitterbasisschaltung. In die Abbildung ist noch eingezeichnet der Betrag des Konvektionsstromes $|\gamma_{\text{Konv.}}|$ d.h. der Betrag der Steilheit, um zu zeigen, daß auch oberhalb dieser Grenze der Betrag der Steilheit sich noch nicht wesentlich von dem bei verschwindenden Laufzeiten vorhandenen Steilheitswert unterscheidet. Die Kurven der Abb.1 gelten zwar bei verschwindender Elektronenlaufzeit im Gitteranodenraum, qualitativ Gleiches gilt jedoch auch bei endlichen Elektronenlaufzeiten in dieser Strecke, wobei jedoch der Laufzeitwinkel, für den Gleichheit von $\gamma_{\text{Elektr.}}$ und $\gamma_{\text{Infl.}}$ besteht, sich zu kleineren Werten verschiebt. Röhren mit gebräuchlichen Abmessungen sind nun so gebaut, daß Gleichheit von $\gamma_{\text{Elekt.}}$ und $\gamma_{\text{Infl.}}$ in der Gegend von $\lambda = 50 \dots 100$ cm auftritt.

- c.) Um einwandfreie Entkopplung zwischen Ein- und Ausgang zu erreichen und damit die Gefahr der Selbsterregung zu vermeiden, ist bei Verstärkerröhren stets das Vorhandensein einer wechsellstrommäßig geerdeten Elektrode zwischen den heißen Punkten von Ein- und Ausgangskreis erforderlich. Die Kathodenbasisschaltung zwingt deshalb zur Verwendung von Schirmgitterröhren bzw. Pentoden. Infolge des dadurch unvermeidbar auftretenden Stromverteilungsrauschens wird der äquivalente Gitterrauschwiderstand wesentlich erhöht und zwar auf etwa das Doppelte des Wertes, den die gleiche Röhre in Friedenschaltung besitzt. Bei Verwendung einer Röhre in Gitterbasisschaltung hingegen bewirkt das geerdete Gitter automatisch eine genügende Entkopplung zwischen Ausgangselektrode (Anode) und

Ein-

Eingangselektrode (Kathode). Bei genügend kleinem Durchgriff läßt sich praktisch ein Wert der Koppelkapazität $C_{ka} \approx 3 \cdot 10^{-2} \mu\text{F}$ erzielen. Damit erlaubt die Gitterbasisschaltung im Gegensatz zur Kathodenbasisschaltung bei einwandfreier Entkopplung die Verwendung von Trioden und führt somit zu einer wesentlichen Erniedrigung des äquivalenten Gitterrauschwiderstandes infolge Fortfall des durch die Stromverteilung des Konvektionsstromes bedingten Stromverteilungsaustauschs.

Verstärkung. Für die Stufenverstärkung (= Verstärkung der Stufe bei Anpassung des Ausgangs an den Eingang der nächsten Röhre = $\sqrt{\text{Leistungsverstärkung}}$) einer Röhre in Gitterbasisschaltung läßt sich bei verschwindenden Kreisverlusten die Beziehung

$$\mu_{\text{Stufe}} = \sqrt{\frac{\mu}{2}} \quad (8)$$

ableiten. ($\mu = \frac{1}{D}$). Bei endlichen Kreisverlusten (Kreiswiderstand R_{Kr}) geht diese Beziehung über in

$$\mu_{\text{Stufe}} = \sqrt{\frac{\mu}{2}} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{R_i}{R_{Kr}}}} \quad (9)$$

Mit $\mu = 50$ hat man also $\mu_{\text{Stufe}} = 5$, bei $R_{\text{Kreis}} \neq \infty$ etwas niedrigere Werte zu erwarten. In der Gegend um $\lambda = 50$ cm wurden solche Werte der Stufenverstärkung von 3...4 an der LD 10 auch tatsächlich gemessen.

Grenzempfindlichkeit. Über die Grenzempfindlichkeit einer Röhre in Gitterbasisschaltung lassen sich rechnerisch einfache Aussagen machen auf Grund von Gl(2) und der Tatsache, daß die Grenzempfindlichkeit einer Röhre in Gitterbasisschaltung gleich der der Röhre in Kathodenbasisschaltung ist. Es gilt

$$R_{\dot{a}} \approx \frac{2,5}{S_{\text{[mA/V]}}} \quad (10)$$

$[k\Omega]$

und für $R_{\dot{a}}$, d.h. für den Eingangswiderstand der Röhre in Kathodenbasisschaltung die für beste Röhren (kleinste herstellbare Elektrodenabstände) aus einer Vielzahl von Messungen ermittelte empirische Beziehung

$$R_e \approx \frac{3,5 \lambda^2_{[m]}}{I_{[mA/V]}} \quad (11)$$

[kΩ]

Daraus folgt

$$\frac{R_{\ddot{a}}}{R_e} = \frac{0,75}{\lambda^2_{[m]}} \quad (12)$$

und somit nach Gl.(2)

$$\frac{\mathcal{K}}{\Delta f} = \left(1 + \frac{3}{\lambda^2_{[m]}}\right) kV_0 \quad (13)$$

Für $\lambda = 50$ cm ergibt sich daraus eine Grenzeempfindlichkeit von $13kV_0$. Auch dieser Wert stimmt sehr genau mit dem an der ED 10 gemessenen Wert überein.

Verstärkeraufbau. Zur Erläuterung des Aufbaues von Dezimeterwellenverstärkern seien hier nur kurze Angaben gemacht. Als Kreise wird man allgemein konzentrische Leitungen oder Topfkreise verwenden. Da der Eingangswiderstand stets kleiner ist als der Ausgangswiderstand, muß Teilankopplung des Eingangskreises an den Eingangskreis der vorhergehenden Stufe erfolgen. Die Ankopplung kann entweder induktiv durch Schleifen oder kapazitiv erfolgen. Mit besonderem Nutzen kann man jedoch von der Transformationseigenschaft solcher Kreise Gebrauch machen; Abb.2 zeigt stark schematisiert Stufen mit mehreren konzentrischen Leitungen. Jeweils liegt die Anode im Hochpunkt des Kreises, während zur Erzielung der Anpassung die Kathode der folgenden Stufe teillangekoppelt ist. Analog lassen sich Verstärker mit Topfkreisen bauen.

IV. ZF-Verstärkung sehr breiter Frequenzbänder.

Zur Verstärkung sehr kurzzeitiger Impulse, wie sie in der Funkmeßtechnik vielfach erforderlich ist, benötigt man heute Bandbreiten des ZF - Verstärkers bis zu größenordnungsmäßig 5 MHz. Bei den besten heute zur Verfügung stehenden Röhren ($S \approx 10$ mA/V, $C_e + C_a \approx 15$ pF) und unter Berücksichtigung einer praktisch unvermeidbaren Schaltungskapazität von ca 10 pF benötigt man nach Gl.(3,6 u.7) für eine Gesamtverstärkung von ca. 10^6 eine Stufenzahl von 12 mit einer Stufenverstärkung von ca. 3, bei einer Bandbreite der einzelnen Stufe von ca. 20 MHz.

Röhrenstreuungen würden dabei außerordentlich stark in die Gesamtverstärkung eingehen. Der Leistungsumsatz im Verstärker einschließlich Heizleistung beträgt ca 150...200 W. Dieser Aufwand und Zustand ist durchaus unbefriedigend.

Vier Möglichkeiten scheinen hier Besserung zu versprechen:

- a.) Der Bau steilerer Röhren mit besserem $S : C$ - Verhältnis erscheint grundsätzlich möglich. Damit würde für einen ZF - Verstärker jedoch ein Leistungsaufwand von mehreren 100 W erforderlich werden. Dieser Weg ist daher praktisch nicht möglich.
- b.) Die Forderung der Verstärkung sehr breiter Frequenzbänder resultiert vielfach aus der Forderung der Verstärkung kurzzeitiger Impulse. Es liegt daher nahe, auch den Empfänger zu tasten. Für Tastzeit und Tastverhältnis des Empfängers ergeben sich jedoch ganz andere Werte, als sie beim Sender der Funkmeßtechnik normalerweise vorhanden sind. Man wird im allgemeinen bei Tastung des Empfängers diese zum Zeitpunkt der Emission des Senderimpulses auftasten und ihn bis zur Rückkehr des Signals offen lassen. Unter diesen Umständen ergibt sich für das Tastverhältnis n_E der Empfangsstufe

$$n_E = n_S \frac{2 \cdot R}{\epsilon \cdot T_S} \quad (14)$$

und für seine Tastzeit t_E

$$I_E = \frac{2R}{c} \quad (15)$$

Hierbei ist n_S das Tastverhältnis, t_S die Tastzeit des Senders, R die erwünschte Reichweite, c die Lichtgeschwindigkeit. Für z.B. $n_S = 10^{-3}$, $R = 30$ km, $t_S = 10^{-6}$ s ergibt sich $n_E = \frac{1}{5}$, $I_E = 2 \cdot 10^{-4}$ A. Bei derart großen Tastverhältnissen ist dem Spitzenstrom der Tastung wesentlich eine Grenze durch den zulässigen effektiven Kathodenstrom gesetzt. Bei den relativ langen Tastzeiten darf dieser Werte von ca. 200 mA/cm² wohl kaum überschreiten. Der Vorteil der Tastung liegt sofort augenfällig in der erzielbaren höheren Steilheit bei gleicher Kapazität. Zusätzlich entsteht jedoch noch ein Vorteil dadurch, daß infolge der durch die Tastung geringeren Verlustleistung hohe Schirmgitterspannungen, relativ große Elektrodenabstände (abgesehen vom Gitter-Kathoden-Abstand), kleinere Anoden ohne zusätzliche der Wärmeabstrahlung dienende Kühlflügel zur Anwendung kommen können. Das alles sind Maßnahmen, die die Gesamtkapazität der Röhre verkleinern.

Hinsichtlich der Dimensionierung der für diesen Zweck geeigneten Röhren gilt, daß infolge Vorhandenseins zusätzlicher äußerer Schaltungskapazität die Stufenverstärkung umso größer, je größer die Kathodenfläche. Das gilt jedoch nur begrenzt, da eine Vergrößerung der Kathodenfläche aus konstruktiven Gründen zu einer Vergrößerung des Gitter/Kathodenabstandes zwingt, die das Verhältnis Steilheit : Kapazität und damit die Stufenverstärkung herabsetzt. Man ist damit praktisch zu einem Kompromiß gezwungen, der gleichfalls zur Begrenzung des Aufwandes an Gleichstrom-, Verlust- und Heizleistung notwendig wird. Wir glauben, diesen Kompromiß geeignet gewählt zu haben mit einer z.Zt. bei uns laufenden Entwicklung einer Tetrode, die etwa folgende Daten haben wird: Taststrom 100 - 200 mA, Steilheit ca. 30 mA/V, Gesamtkapazität ca. 25 pF, Heizleistung ca. 8 W.

Bei einer äußeren Schaltkapazität von 10 pF würde man damit für das eingangs genannte Beispiel einer Verstärkung von 10^6 mit einer Bandbreite von 5 MHz des gesamten Verstärkers eine Stufenverstärkung von 10, eine Stufenbandbreite von 15 MHz mit einer Stufenzahl von 6 gegenüber 12 entsprechend dem früheren Beispiel erzielen können. Das bedeutet einen durchaus nennenswerten Vorteil gegenüber dem bisherigen Stand. Der Leistungsaufwand eines solchen Verstärkers einschließlich Heizleistung würde bei einem Tastverhältnis 1 : 5 ca 120 W betragen. Der äquivalente Gitterrauschwiderstand dieser Röhre liegt zwischen 0,5 und 1 kOhm.

- c.) Als weitere Möglichkeit der Verbesserung der ZF-Verstärkung breiter Frequenzbänder scheint die Anwendung der Verstärkerröhre in Gitterbasisschaltung auch bei längeren Röhren vorhanden zu sein. Bei gleicher Steilheit und gleicher Kapazität ist durch die Verwendung einer Röhre in Gitterbasisschaltung statt in Kathodenbasisschaltung zwar kein Vorteil hinsichtlich der erzielbaren Stufenverstärkung zu erwarten. Man muß jedoch bedenken, daß bei den erforderlichen Tetroden oder Pentoden die Eingangskapazität der Röhre in Kathodenbasisschaltung aus der Summe der Teilkapazitäten Gitter/Kathode und Gitter/Schirmgitter, in Gitterbasisschaltung hingegen allein aus der Teilkapazität Gitter/Kathode besteht. Daraus könnte evtl. die eine Erhöhung der Stufenverstärkung durch Anwendung der Gitterbasisschaltung bei Verwendung geeigneter Röhren (Abschirmungen am Gitter) um etwa 30 % erwartet werden. Genauere Überlegungen zeigen jedoch, daß auch unter dieser Voraussetzung die Verwendung der Gitterbasisschaltung im ZF-Verstärker bei längeren Wellen keinen Vorteil bedeutet. Man kann zwar die Stufenverstärkung infolge der kleineren Eingangskapazität einer Röhre in Gitterbasisschaltung um etwa 20 - 40% vergrößern; jedoch tritt dieser Verstärkungsgewinn erst ein bei so breiten Bändern oberhalb 20 MHz, bei denen die Stufenverstärkung bereits auf Werte

um den Wert 1 abgesunken ist. Bei kleinerer Bandbreite besitzt die Röhre in Gitterbasisschaltung nur eine geringere Verstärkung, als die gleiche Röhre in Kathodenbasisschaltung. Es ist nicht möglich, hier im einzelnen rechnerisch die Begründung für diese Tatsache anzuführen. Sie liegt jedoch in folgendem: Die Gitterbasisschaltung hat bei langen Wellen einen Eingangswirkleitwert gleich der Steilheit der Röhre. Auch bei Teilankopplung des Eingangskreises bedeutet dieser hohe Eingangswirkleitwert zwangsläufig eine so niederohmige Belastung des Ausgangs und damit der Vorstufe, und damit zwangsläufig eine außerordentlich große Bandbreite mit entsprechend geringer Stufenverstärkung. Auch diese Möglichkeit scheidet damit aus.

- d.) Erwähnt sei schließlich als vierte Möglichkeit zur Verbesserung der ZF-Verstärkung breiter Frequenzbänder der Sekundäremissionsvervielfacher. Mit ihm lassen sich Verhältnisse Steilheit: Kapazität erzielen, die erheblich größer, bei vielstufigen Verfielfachern etwa eine Größenordnung höher sind, als bei normalen Röhren, ohne daß dabei der Aufwand hinsichtlich Gleichstromleistung untragbare Werte annimmt. Ein Nachteil des Sekundäremissionsvervielfachers ist ein starkes Rauschen; der äquivalente Gitterrauschwiderstand ist um 1 - 2 Größenordnungen höher als bei modernen Pentoden. Dieser Nachteil braucht bei Verwendung anderer Röhren in den ersten Stufen eines ZF-Verstärkers jedoch keineswegs entscheidend gegen den Sekundäremissionsvervielfacher zu sprechen. Wir müssen jedoch leider zugeben, daß bei dem heutigen Stand der Technik der Bau zeitlich stabiler Sekundäremissionsvervielfacher mit vernünftiger Lebensdauer nicht beherrscht wird. Arbeit auf dieses Problem zu verwenden, erscheint im Hinblick auf die Forderung der Verstärkung sehr breiter Frequenzbänder durchaus aussichtsreich. Die bisher erzielten Ergebnisse beim Bau und bei der Untersuchung sekundäremittierender Schichten lassen jedoch in dieser Hinsicht keineswegs eine kurzfristige Lösung erwarten, eine Tatsache, die z.Zt. der intensiven Bearbeitung des Sekundäremissionsvervielfachers stark hindernd gegenübersteht.

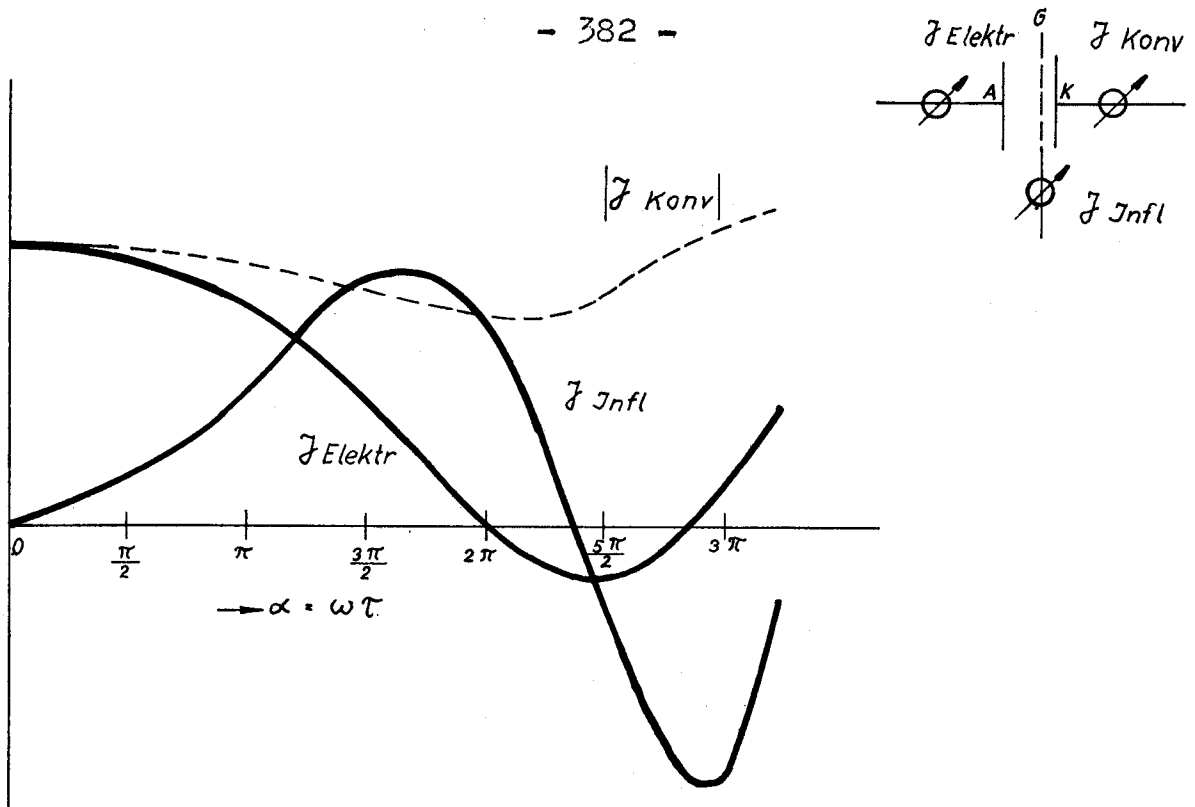


Abb. 1

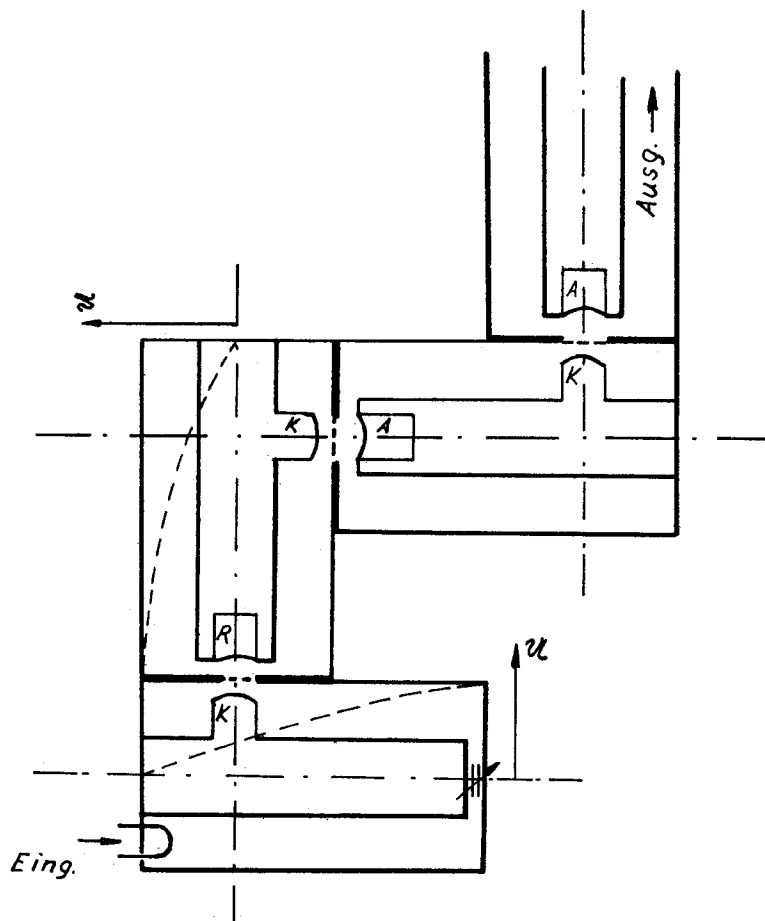


Abb. 2