

Deutsches Elektronen - Synchrotron (DESY)
Hamburg-Gr. Flottbek 1, Flottbeker Drift 56

DESY-Bibliothek

DESY A 2.65

Hamburg, d. 14. Juli 1960

M 3 - Ha:Ge

BERECHNUNG DER HOCHFREQUENZRINGLEITUNG

Teil I

Wahl der Schaltung

Berechnung des Grundvierpoles

Berechnung der Einspeisungsverzweigung

Berechnung der Umfangsamplitude, der relativen
Verluste auf der Ringleitung und der Einzelsamplituden
für das ideal abgestimmte System

Die Ringleitung soll die Hochfrequenzenergie zu den 16 Beschleunigungsstrecken bringen, so dass die HF-Amplituden an den einzelnen Beschleunigungsstrecken möglichst wenig voneinander abweichen, wenn das gesamte System richtig abgeglichen ist. Die Beschleunigungsstrecken werden so an die Ringleitung angekoppelt, dass für jede Beschleunigungsstrecke nur eine vakuumdichte Ankoppelung erforderlich ist. Eine zweite, hier nicht zu untersuchende Möglichkeit ist, die Beschleunigungsstrecken in den Zug der Ringleitung zu schalten, so dass jede Beschleunigungsstrecke einen Ein- und einen Ausgang besitzt.

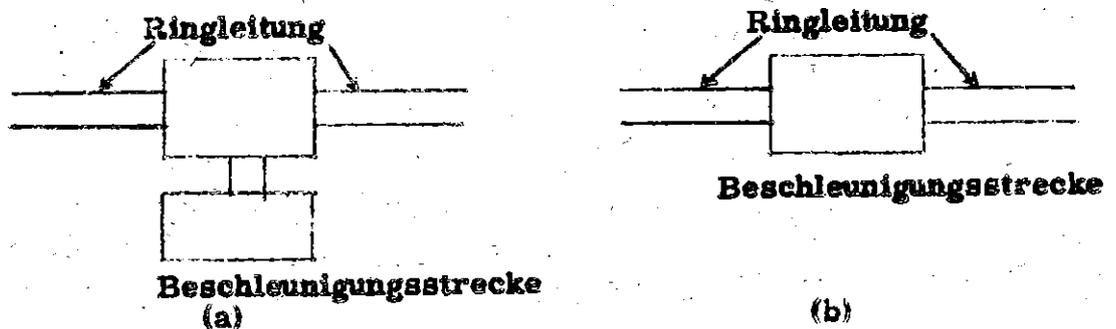


Abb. 1

In Abb. 1 sind beide Möglichkeiten schematisch dargestellt. Der Fall 1a wird bei DESY verwendet, während der Fall 1b von CEA benutzt wird. Im Fall 1a kann die Beschleunigungsstrecke unabhängig von der Ringleitung abgestimmt werden, was im Fall 1b nicht möglich ist. Im Falle 1a stellt die Abzweigung für die Beschleunigungsstrecke einen 6-Pol dar, von dem 4 Pole mit der Ringleitung und 2 Pole mit der Beschleunigungsstrecke verbunden sind.

Zuerst soll dieser 6-Pol als Verzweigungselement allgemein betrachtet werden. Da die geometrischen Abmessungen dieses Schaltelementes mit der Wellenlänge vergleichbar sind, ist es zweckmässig, die sich ergebenden Feldzustände in vorwärts und rückwärts laufende Wellen zu zerlegen und mit diesen laufenden Wellen zu rechnen, da man die Feldzustände schlechter als die laufenden Wellen messen kann.

Jeder Feldzustand auf einer Leitung lässt sich aus der Superposition einer in positiver z -Richtung laufenden Welle und einer in negativer z -Richtung laufenden Welle entstanden denken. z ist dabei die Koordinate in der Ausbreitungs-

richtung der Wellen.

$$\begin{aligned} u_{(z,t)} &= A \exp[-\alpha z + j(\omega t - \beta_1 z)] + B \exp[-\alpha z + j(\omega t + \beta_1 z)] \\ Z_c J_{(z,t)} &= A \exp[-\alpha z + j(\omega t - \beta_1 z)] - B \exp[-\alpha z + j(\omega t + \beta_1 z)] \end{aligned} \quad (1)$$

Z_c ist der charakteristische Widerstand der Übertragungsleitung, definiert als der Quotient der transversalen Komponenten der elektrischen und magnetischen Feldstärke für den Fall der rein fortschreitenden Welle.

Werden A und B, die im allgemeinen komplex sind, so normiert, dass $|a|^2$ und $|b|^2$ die Dimension einer Leistung bekommen, so wird

$$\begin{aligned} a_{(z,t)} &= \frac{1}{2} \left[\frac{u_{(z,t)}}{\sqrt{Z_c}} + \sqrt{Z_c} \cdot J_{(z,t)} \right] \\ b_{(z,t)} &= \frac{1}{2} \left[\frac{u_{(z,t)}}{\sqrt{Z_c}} - \sqrt{Z_c} \cdot J_{(z,t)} \right] \end{aligned} \quad (2)$$

Dabei ist a ein Mass für die in die Schaltung hineinlaufende Welle und b ein Mass für die reflektierte Welle.

Wegen der durch die Maxwell'schen Gesetze gegebenen Möglichkeit der linearen Superposition ist der Zusammenhang zwischen den jeweiligen a und b bei einem 2n-Pol durch ein System von n linearen Gleichungen gegeben:

$$(b) = S \cdot (a)$$

wobei

$$(b) = \begin{pmatrix} b_1 \\ b_2 \\ b_3 \\ \vdots \\ b_n \end{pmatrix} \quad \text{und} \quad (a) = \begin{pmatrix} a_1 \\ a_2 \\ a_3 \\ \vdots \\ a_n \end{pmatrix} \quad (3a)$$

Da es sich um einen $2n$ -Pol handelt, muss die S -Matrix n -Reihen und n -Spalten besitzen:

$$S = \begin{pmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} & \dots & S_{1n} \\ S_{21} & S_{22} & S_{23} & \dots & S_{2n} \\ S_{31} & S_{32} & S_{33} & \dots & S_{3n} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ S_{n1} & S_{n2} & S_{n3} & \dots & S_{nn} \end{pmatrix} \quad (3b)$$

Für den zu untersuchenden Sechspol mit $n = 3$ wird demnach

$$S = \begin{pmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} \\ S_{21} & S_{22} & S_{23} \\ S_{31} & S_{32} & S_{33} \end{pmatrix} \quad (4)$$

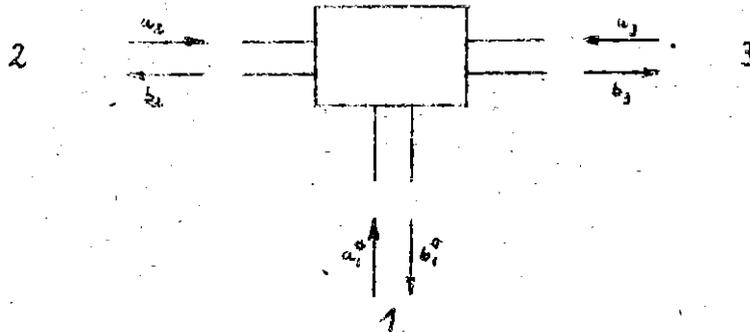


Abb. 2

Nach Abb. 2 ist somit:

S_{11} der Reflexionsfaktor am Arm 1 bei reflexionsfreiem Abschluss der Arme 2 und 3

S_{22} der Reflexionsfaktor am Arm 2 bei reflexionsfreiem Abschluss der Arme 1 und 3

S_{33} der Reflexionsfaktor am Arm 3 bei reflexionsfreiem Abschluss der Arme 1 und 2

Diese Reflexionsfaktoren lassen sich bequem messen.

Für die übrigen Faktoren gilt:

$$S_{12} = \frac{b_1}{a_2} \quad \text{bei} \quad a_1 = a_3 = 0$$

$$S_{13} = \frac{b_1}{a_3} \quad \text{bei} \quad a_1 = a_2 = 0$$

$$S_{21} = \frac{b_2}{a_1} \quad \text{bei} \quad a_2 = a_3 = 0$$

$$S_{23} = \frac{b_2}{a_3} \quad \text{bei} \quad a_1 = a_2 = 0$$

$$S_{31} = \frac{b_3}{a_1} \quad \text{bei} \quad a_2 = a_3 = 0$$

$$S_{32} = \frac{b_3}{a_2} \quad \text{bei} \quad a_1 = a_3 = 0$$

Soll der Sechspol reziprok sein, wird

$$S_{mn} = S_{nm} \quad (5)$$

Da der Sechspol mit den Armen 2 und 3 im Zuge der Ringleitung liegt und an den Arm 1 die Beschleunigungsstrecke angeschlossen wird, muss bezüglich der Arme 2 und 3 Symmetrie herrschen. Es wird demnach

$$S_{12} = S_{13} \quad (6)$$

$$S_{22} = S_{33}$$

Für die Streumatrix der Gl. (4) wird mit den Bedingungen (5) und (6)

$$S = \begin{pmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{12} \\ S_{12} & S_{22} & S_{23} \\ S_{12} & S_{23} & S_{22} \end{pmatrix} \quad (7)$$

Für einen verlustlosen Sechspol gilt nach dem Energiesatz

$$\begin{aligned} |S_{11}|^2 + 2|S_{12}|^2 &= 1 \\ |S_{12}|^2 + |S_{22}|^2 + |S_{23}|^2 &= 1 \end{aligned} \quad (8a)$$

und

$$\begin{aligned} S_{11} \cdot S_{12}^* + S_{12} \cdot S_{22}^* + S_{12} \cdot S_{23}^* &= 0 \\ S_{12} \cdot S_{12}^* + S_{22} \cdot S_{23}^* + S_{23} \cdot S_{22}^* &= 0 \end{aligned} \quad (8b)$$

In (8b) bedeutet S_{jk}^* den konjugiert komplexen Wert zu S_{jk} .

Durch geeignete Wahl der Messebenen an den Armen 1, 2 und 3 kann man erreichen, dass S_{jk} reell und damit $S_{jk} = S_{jk}^*$ ist.

Setzt man nun $S_{jk} = S_{jk}^*$, so erhält man

$$\begin{aligned} S_{11} + S_{22} + S_{23} &= 0 \\ S_{12}^2 + 2S_{22} \cdot S_{23} &= 0 \end{aligned} \quad (9)$$

Bezieht man alle S_{jk} auf S_{11} , so wird

$$\begin{aligned} S_{12} &= \pm \frac{1}{\sqrt{2}} \sqrt{1 - S_{11}^2} \\ S_{23} &= \frac{1}{2} (\pm 1 - S_{11}) \\ S_{22} &= -\frac{1}{2} (\pm 1 \mp S_{11}) \end{aligned} \quad (10)$$

Für negatives S_{11} gilt das obere Vorzeichen

Für positives S_{11} gilt das untere Vorzeichen

Aus dem Sechspol der Abb. 2 muss man jetzt einen Vierpol machen, der die Klemmenpaare 2 und 3 besitzt, da der Sechspol bezüglich der Arme 2 und 3 in den Zug der Ringleitung geschaltet werden soll. Der Arm 1 ist mit der Beschleunigungsstrecke abgeschlossen. Dieser Abschluss kann durch den Reflexionsfaktor r dargestellt werden.

$$r = \frac{a_1^e}{b_1^e} \quad (11)$$

Mit (11) lässt sich dann schreiben:

$$\begin{pmatrix} b_2 \\ b_3 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{S_{12}^2 \cdot r}{1 - S_{11} r} + S_{22} & \frac{S_{12}^2 \cdot r}{1 - S_{11} r} + S_{23} \\ \frac{S_{12}^2 \cdot r}{1 - S_{11} r} + S_{23} & \frac{S_{12}^2 \cdot r}{1 - S_{11} r} + S_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a_2 \\ a_3 \end{pmatrix} \quad (12)$$

Der Vierpol nach (12) ist reziprok und reflexionssymmetrisch.

Um nun mehrere dieser Vierpole hintereinander schalten zu können, ist es zweckmässig, die in (12) dargestellte S-Matrix in die Kettenmatrix umzuwandeln. Bezieht man dabei gleichzeitig alle Matrixelemente auf S_{11} , so wird aus (12)

$$\begin{pmatrix} b_2 \\ a_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 - \frac{1 + S_{11}}{1 - S_{11}} \cdot \frac{1 - r}{1 + r} & - \frac{1 + S_{11}}{1 - S_{11}} \cdot \frac{1 - r}{1 + r} \\ \frac{1 + S_{11}}{1 - S_{11}} \cdot \frac{1 - r}{1 + r} & 1 + \frac{1 + S_{11}}{1 - S_{11}} \cdot \frac{1 - r}{1 + r} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a_3 \\ b_3 \end{pmatrix} \quad (13)$$

Setzt man

$$\frac{1 + S_{11}}{1 - S_{11}} = h$$

und

$$\frac{1 + S_{11}}{1 - S_{11}} \cdot \frac{1 - r}{1 + r} = h^0,$$

so wird aus (13) für das obere Vorzeichen

$$\begin{pmatrix} b_2 \\ a_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 - h^0 & -h^0 \\ h^0 & 1 + h^0 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} a_3 \\ b_3 \end{pmatrix} \quad (14a)$$

und für das untere Vorzeichen

$$\begin{pmatrix} b_2 \\ a_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 - \frac{1}{h^0} & -\frac{1}{h^0} \\ \frac{1}{h^0} & 1 + \frac{1}{h^0} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} a_3 \\ b_3 \end{pmatrix} \quad (14b)$$

In den Gl. (14a) und (14b) sind die Vierpole angegeben, die sich aus dem Verzweigungselement mit angeschlossener Beschleunigungsstrecke ergeben. Um nun die ausser den Verzweigungselementen noch vorhandenen Leitungslängen einfach in die Rechnung einbeziehen zu können, schaltet man an die Arme 2 und 3 des Vierpoles nach (14a) und (14b) je eine Leitung mit der Länge $\frac{1}{2}$. Es ergibt sich somit

$$\begin{pmatrix} b_2 \\ a_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} (1 - h^0) e^{-\gamma l} & -h^0 \\ h^0 & (1 + h^0) e^{\gamma l} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} a_3 \\ b_3 \end{pmatrix} \quad (15a)$$

und

$$\begin{pmatrix} b_2 \\ a_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} (1 - \frac{1}{h^0}) e^{-\gamma l} & -\frac{1}{h^0} \\ \frac{1}{h^0} & (1 + \frac{1}{h^0}) e^{\gamma l} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} a_3 \\ b_3 \end{pmatrix} \quad (15b)$$

Im idealen Fall ist $l = n \cdot \lambda$ und $\gamma l = \alpha l$.

Die Ringleitung besteht somit aus N Vierpolen nach (15) und einer Einspeisungsverzweigung.

Bei den einzelnen Sechspolen muss noch die Amplitude b_1^0 berechnet werden, da diese zur Erregung der Beschleunigungsstrecken dient. Nun interessiert nicht nur die Amplitude b_1^0 , die von der Verzweigung auf die Beschleunigungsstrecke zuläuft, sondern vor allem die Amplitude b_1 , die nach Berücksichtigung der Fehlerdämpfung in den 2-Pol hineingelangt. Es sei dabei angenommen,

dass a_1 immer gleich Null ist, was sicher dann richtig ist, wenn der zu beschleunigende Elektronenstrom keine Rückwirkungen auf das Hochfrequenzsystem ausübt. Die Fehlerdämpfung lässt sich durch einen Vierpol berücksichtigen, der an den Arm 1 angeschaltet ist.

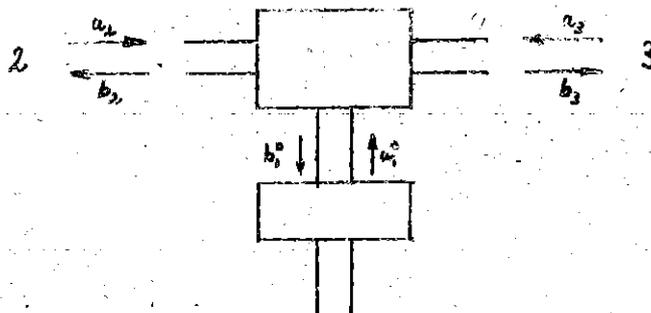


Abb. 3

Mit

$$\begin{pmatrix} a_1' \\ b_1' \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} r & \sqrt{1-r^2} \cdot e^{j\gamma} \\ \sqrt{1-r^2} \cdot e^{j\gamma} & r \end{pmatrix} \begin{pmatrix} b_1 \\ a_1 \end{pmatrix} \quad (16)$$

wird bei $a_1 = 0$ Dabei ist $\gamma = \frac{\pi}{2} + \arctan r$

$$\begin{aligned} a_1' &= r \cdot b_1 \\ b_1' &= \sqrt{1-r^2} \cdot e^{j\gamma} \cdot b_1 \end{aligned} \quad (17)$$

Die S-Matrix für den allgemeinen Sechspol mit Berücksichtigung der an die Arme 2 und 3 angeschalteten Leitungen lautet:

$$S = \begin{pmatrix} S_{11} & S_{12} e^{-\gamma \frac{1}{2}} & S_{12} e^{-\gamma \frac{1}{2}} \\ S_{12} e^{-\gamma \frac{1}{2}} & S_{22} e^{-\gamma 1} & S_{23} e^{-\gamma 1} \\ S_{12} e^{-\gamma \frac{1}{2}} & S_{23} e^{-\gamma \frac{1}{2}} & S_{22} e^{-\gamma 1} \end{pmatrix} \quad (18)$$

Mit (18) wird

$$b_1^* = \frac{S_{12} e^{-\gamma \frac{l}{2}}}{1 - S_{11} r} (a_2 + a_3) \quad (19)$$

und mit (17) bekommt man

$$b_1 = \frac{S_{12} e^{-\gamma \frac{l}{2}} \sqrt{1 - |r|^2} e^{j\gamma l}}{1 - S_{11} r} (a_2 + a_3) \quad (20)$$

Die Grundmatrix der Verzweigung geht aus (15) hervor, wenn man γl durch αl und h durch h ersetzt. (Ideale Abstimmung $r = 0$, das heisst, die einzelnen Beschleunigungsstrecken werden angepasst betrieben). Bezeichnet man die Grundmatrix mit M , dann ist die Kettenschaltung der N 4-Pole M^N . Wenn die in der Kette zusammengefassten einzelnen 4-Pole untereinander gleich, symmetrisch und reziprok sind, dann ist die Kettenschaltung auch symmetrisch und reziprok. Dieser Fall ist bei der idealen Abstimmung gegeben. Für M^N kann man dann schreiben:

$$M^N = \begin{pmatrix} A_{11} & A_{12} \\ -A_{12} & A_{22} \end{pmatrix} \quad (21)$$

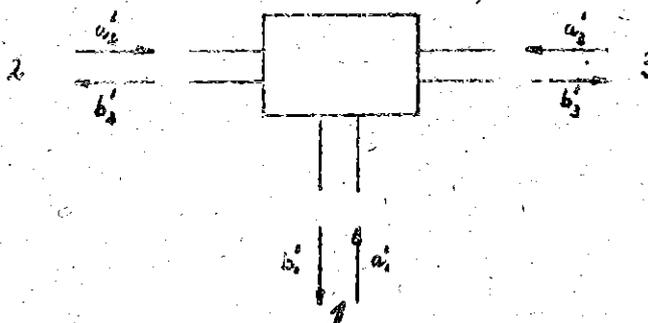


Abb. 4

Die Eingangsverzweigung ist in Abb. 4 dargestellt. Es handelt sich um einen Sechspol, der reziprok und bezüglich der Klemmenpaare 2 und 3 symmetrisch ist.

Die S-Matrix für die Eingangsverzweigung lautet dann:

$$S' = \begin{pmatrix} S'_{11} & S'_{12} & S'_{12} \\ S'_{12} & S'_{22} & S'_{22} \\ S'_{12} & S'_{22} & S'_{22} \end{pmatrix} \quad (22)$$

Da es sich um einen verlustlosen 6-Pol handelt, gilt (8a) und (8b). Es folgt dann entsprechend (10), wenn man auch hier die Messebenen so wählt, dass (9) erfüllt ist.

$$S'_{12} = \pm \frac{1}{\sqrt{2}} \sqrt{1 - S'_{11}{}^2}$$

$$S'_{23} = \frac{1}{2} \left(-1 - S'_{11} \right) \quad (23)$$

$$S'_{22} = -\frac{1}{2} \left(-1 \mp S'_{11} \right)$$

Für positives S'_{11} gilt das untere Vorzeichen

Für negatives S'_{11} gilt das obere Vorzeichen

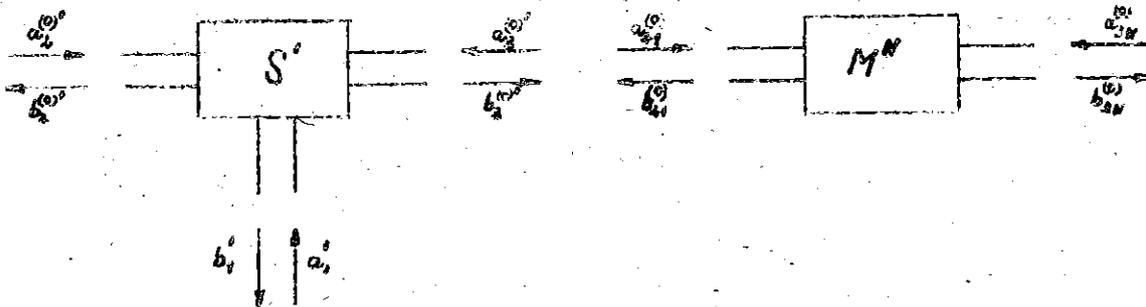


Abb. 5

Die Ringschaltung für die ideale Abstimmung ist in Abb. 5 dargestellt. Der hochgestellte Index ^(o) kennzeichnet dabei den idealen Fall. Die vom Sender erzeugte verlaufende Welle ist proportional a_1^i . Es gilt:

$$\begin{pmatrix} b_{21}^{(o)} \\ a_{21}^{(o)} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} A_{11} & A_{12} \\ -A_{12} & A_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a_{3N}^{(o)} \\ b_{3N}^{(o)} \end{pmatrix} \quad (24)$$

und

$$\begin{aligned} a_2^{(o)} &= b_{21}^{(o)} & a_2^{(o)} &= b_{3N}^{(o)} \\ b_3^{(o)} &= a_{21}^{(o)} & b_2^{(o)} &= a_{3N}^{(o)} \end{aligned} \quad (25)$$

Weiter gilt wegen der Symmetrie der Kettenschaltung M^N

$$a_2^{(o)} = a_3^{(o)} \quad b_2^{(o)} = b_3^{(o)} \quad (26)$$

Es ist ferner

$$r_o = \frac{b_1^{(o)}}{a_1^{(o)}} \quad (27)$$

der Reflexionsfaktor, mit dem der Sender belastet ist. Es ist zweckmässig, die Elemente der Eingangsverzweigung so zu bestimmen, dass für den idealen Fall die Ringschaltung in bezug auf den Sender angepasst erscheint. Damit wird

$$b_1^{(o)} = 0 \quad (28)$$

Aus (22) entnimmt man mit (23) und (28)

$$\begin{aligned} S_{11}^{(o)} \cdot a_1^{(o)} + 2S_{12}^{(o)} a_2^{(o)} &= 0 \\ S_{12}^{(o)} \cdot a_1^{(o)} + (S_{22}^{(o)} + S_{23}^{(o)}) a_2^{(o)} &= b_2^{(o)} \end{aligned} \quad (29)$$

Für $S_{11}^{(o)}$ kann man dann mit (24), (25), (26) und (29) schreiben:

$$S_{11}^{(o)} = -\frac{A_{11}}{1 - A_{12}} \quad (30)$$

Durch (30) sind alle Elemente der Eingangsverzweigung bestimmt.

Es ist nun ferner

$$a_{3N}^{(o)} = \frac{S_{12}^I}{1 - S_{11}^I} a_1^I \quad (31)$$

und $b_{3N}^{(o)} = S_{11}^I a_{3N}^{(o)}$

Mit (31) wird

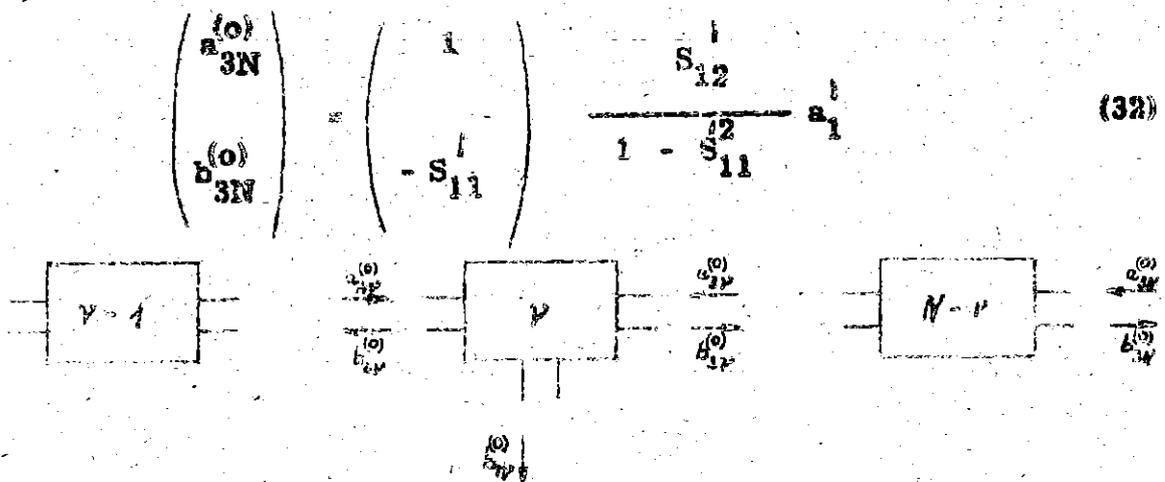


Abb. 6

Für die Amplitude $b_{1V}^{(o)}$ folgt aus (20), wenn für $Y=1$ $\Delta=1$ gesetzt wird bei $r=0$

$$b_{1V}^{(o)} = S_{12} e^{-\frac{1}{2}} (a_{2V} + a_{3V}) \quad (33)$$

Aus Abb. 6 entnimmt man

$$\begin{pmatrix} b_{2V}^{(o)} \\ a_{2V}^{(o)} \end{pmatrix} = M^{N-V} + 1 \begin{pmatrix} a_{31}^{(o)} \\ b_{31}^{(o)} \end{pmatrix} \quad (34)$$

und

$$\begin{pmatrix} a_{3V}^{(o)} \\ b_{3V}^{(o)} \end{pmatrix} = M^{N-V} \begin{pmatrix} a_{31}^{(o)} \\ b_{31}^{(o)} \end{pmatrix} \quad (35)$$

Die Summe aller $b_{1p}^{(o)}$ ist proportional der Umfangsspannung.

$$A_o = \sum_{p=1}^{p=N} b_{1p}^{(o)} \quad (36)$$

Die Verluste auf der Ringleitung sind gegeben durch

$$\delta p^{(o)} = |a_1|^2 - \sum_{p=1}^{p=N} |b_{1p}^{(o)}|^2 - |b_1^{(o)}|^2 \quad (37)$$

Dabei ist $|a_1|^2$ proportional der vom Sender gelieferten Leistung, $\sum_{p=1}^{p=N} |b_{1p}^{(o)}|^2$ ist der Leistung proportional, die in die Beschleunigungsstrecken geliefert wird und $|b_1^{(o)}|^2$ entspricht der Leistung, die von der Eingangsverzweigung zum Sender zurückläuft.

Bezieht man die Leistungsverluste auf die vom Sender aufzubringende Vorlaufleistung $|a_1|^2$, so erhält man die bezogenen Verluste der Ringleitung.

$$\frac{\delta p^{(o)}}{p} = 1 - \sum_{p=1}^{p=N} \left| \frac{b_{1p}^{(o)}}{a_1} \right|^2 - \left| \frac{b_1^{(o)}}{a_1} \right|^2 \quad (38)$$

Im Fall der idealen Abstimmung ist $b_1^{(o)} = 0$, so dass aus (38) wird

$$\frac{\delta p^{(o)}}{p} = 1 - \sum_{p=1}^{p=N} \left| \frac{b_{1p}^{(o)}}{a_1} \right|^2 \quad (39)$$

In Abb. 7 ist der schematische Aufbau der HF-Ringleitung dargestellt. Für die Leitung wird der Hohlleiter WR 1800 aus Aluminium mit dem Querschnitt $18'' \times 9''$ benutzt. Der Hohlleiter ist in seinen Abmessungen so gewählt, dass nur die H_{10} -Welle existenzfähig ist. Die elektrische Länge der Leitung zwischen zwei Verzweigungen zum Anschluss der Beschleunigungsstrecken beträgt $24 \lambda_o$ mit $\lambda_o = 79,5$ cm. Die Dämpfung einer Leitung von der Länge $24 \lambda_o$ beträgt 0,44 mN. Da man sehr schwer gebogene Hohlleiter WR 1800

herstellen kann, wird die Ringleitung als Polygon aufgebaut. Um den vorhandenen Platz richtig auszunutzen, wird ein 32-Eck gewählt.

Numerische Auswertung

Mit der angegebenen Dämpfung $\alpha = \alpha_1 = 0,44$ mN sind bei $r = 0$ berechnet worden:

- 1.) Die einzelnen Amplituden $b_{1\gamma}$ mit $\gamma = 1, 2, \dots, 16$ für fünf Koppelfaktoren $h = 0,01$ (0,01) 0,05
- 2.) Die Verhältnisse $\frac{b_{11}}{b_{18}}$ für $h = 0,01$ (0,01) 0,05
- 3.) Die Umfangsamplituden A_0 und die bezogenen Umfangsamplituden $\frac{A_0}{4}$ für $h = 0,01$ (0,01) 0,05
- 4.) Die Verluste auf der Ringleitung $\frac{\delta p}{p}$ für $h = 0,01$ (0,01) 0,05

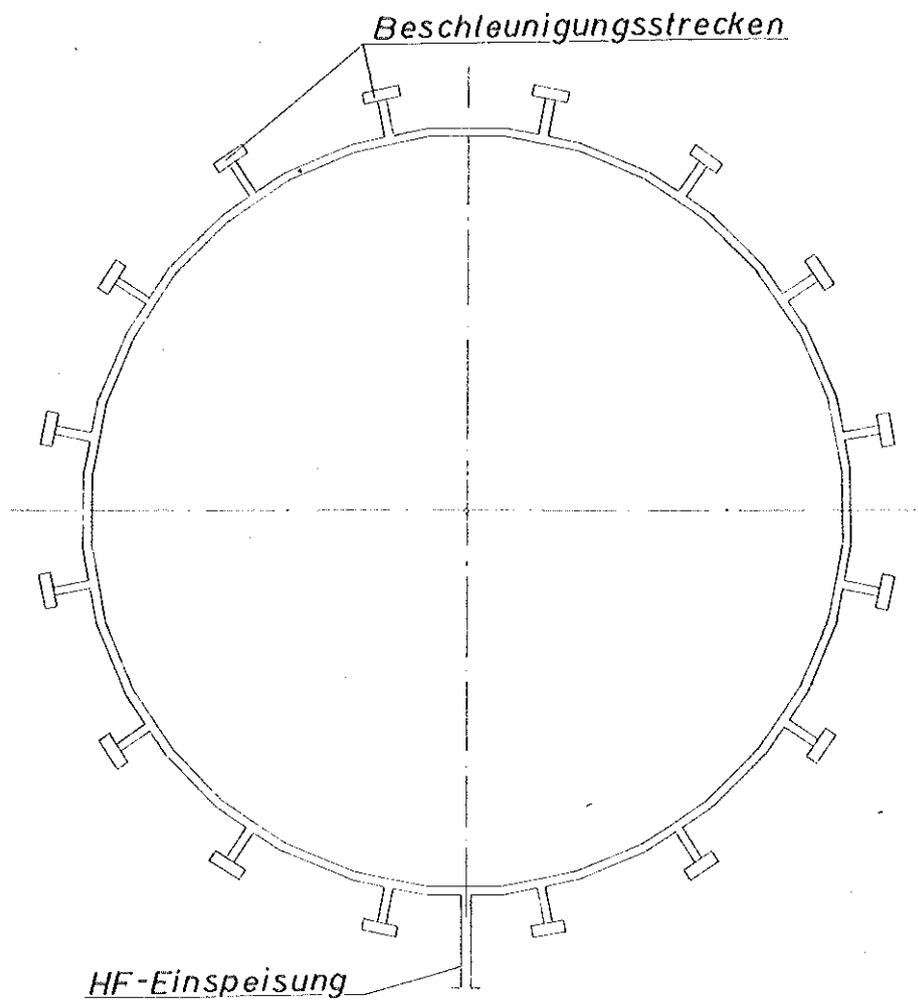
In Abb. 8 sind die $b_{1\gamma}$ für die einzelnen h dargestellt. Es ergibt sich eine symmetrische Verteilung der einzelnen Amplituden längs des Umfanges. Würde man die Dämpfung vernachlässigen, wären alle Amplituden $b_{1\gamma}$ einander gleich und von der Grösse 0,25, denn jede Beschleunigungsstrecke erhielte $\frac{1}{16}$ der eingespeisten Leistung und damit $\frac{1}{4}$ der Amplitude an der Speisestelle. Mit Dämpfung weicht die Amplitude b_{11} mit abnehmender Kopplung immer mehr von dem Wert 0,25 ab und die Verteilung längs des Umfanges wird immer gleichmässiger.

In der Abb. 9 sind $\frac{b_{11}}{b_{18}}$ und $\frac{A_0}{4}$ über h aufgetragen. $\frac{b_{11}}{b_{18}}$ ist ein Mass für den maximalen Unterschied der einzelnen Amplituden längs des Umfanges. $\frac{A_0}{4}$ als Funktion von h gibt Aufschluss über den Einfluss der Leitungsdämpfung auf die Umfangsamplitude in Abhängigkeit von h . Eine Vergrösserung von h über $h = 0,05$ hinaus würde keinen grossen Einfluss auf die Umfangsamplitude ausüben.

In Abb. 10 sind A_0 und $\frac{\delta p}{p}$ als Funktion von h aufgetragen. Für A_0 gilt das, was zu $\frac{A_0}{4}$ zu bemerken war. Die Verluste auf der Ringleitung nehmen

mit wachsendem h ab, denn bei wachsender Ankopplung wird der Resonanzzustand der Ringleitung immer mehr gedämpft, so dass die Verluste der Leitung immer geringer werden müssen. Für h kleiner als 0,01 steigen die Verluste an bis zu einem Grenzwert, der durch die Leitungsdämpfung gegeben ist.

Resonanzflug



Schematischer Aufbau der
HF-Ringleitung

Ideale Abstimmung $r = 0$ $\theta = 0$

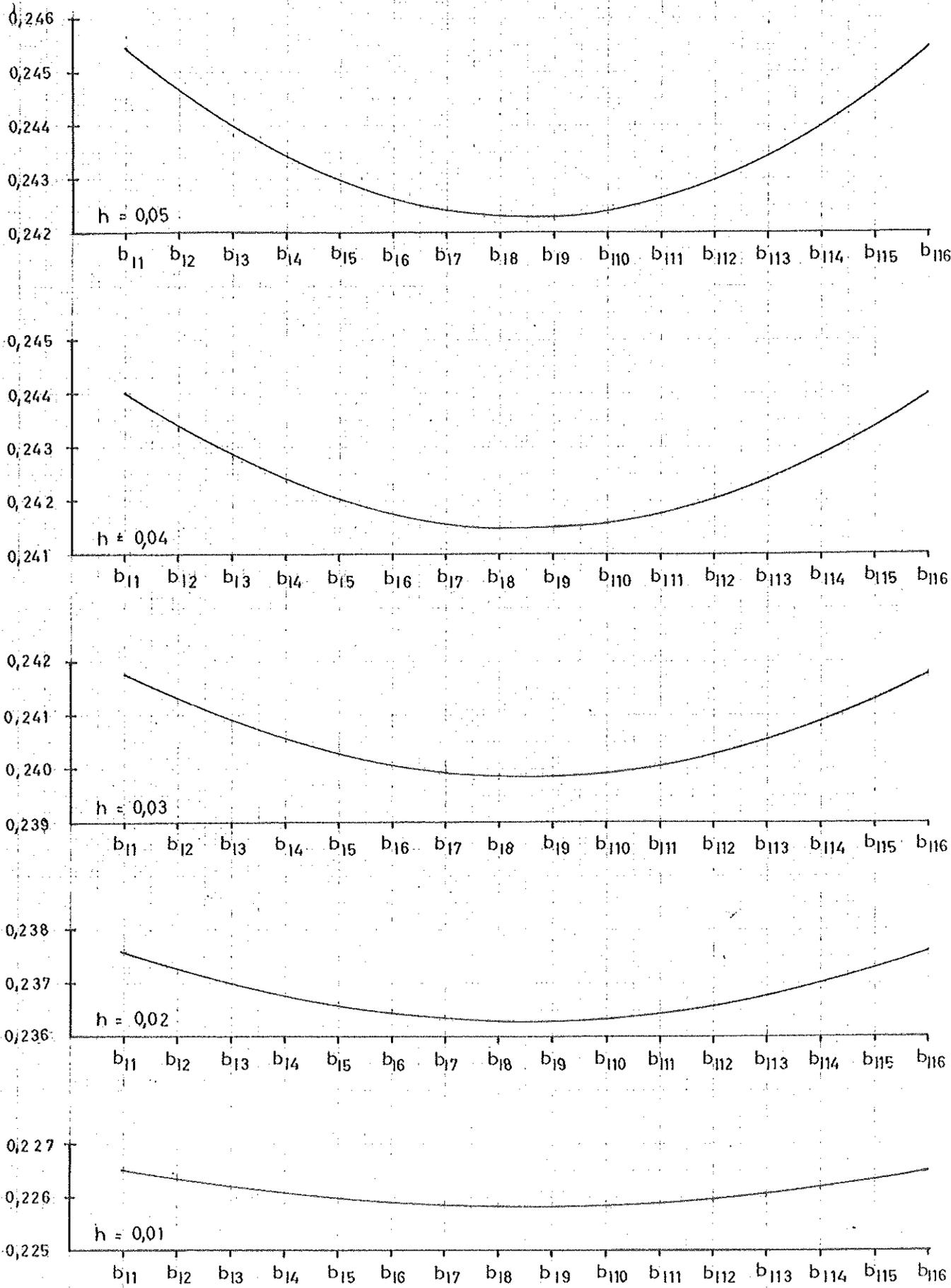
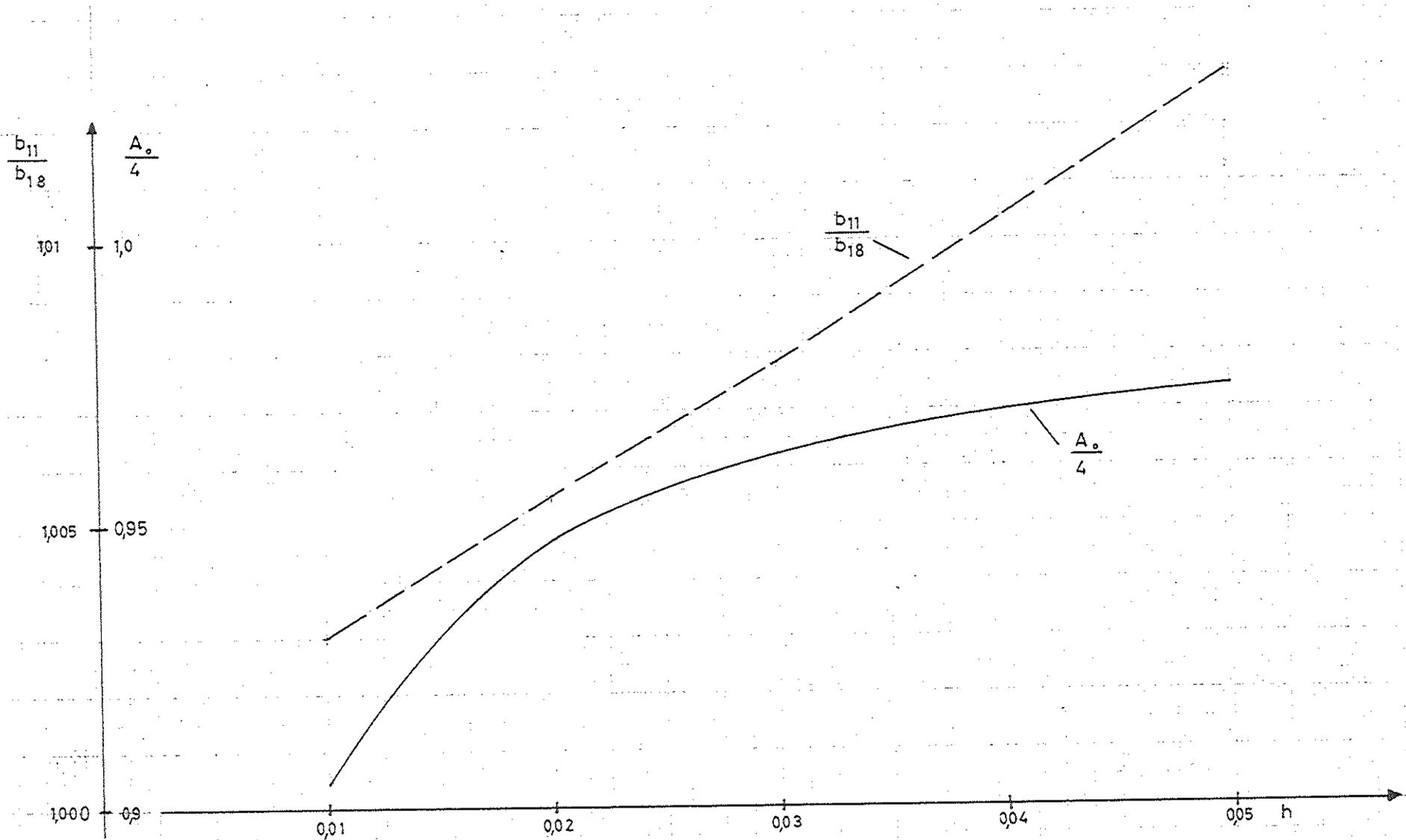


Abb. 8



Ideale Abstimmung $r = 0$ $\Theta = 0$

Abb. 9

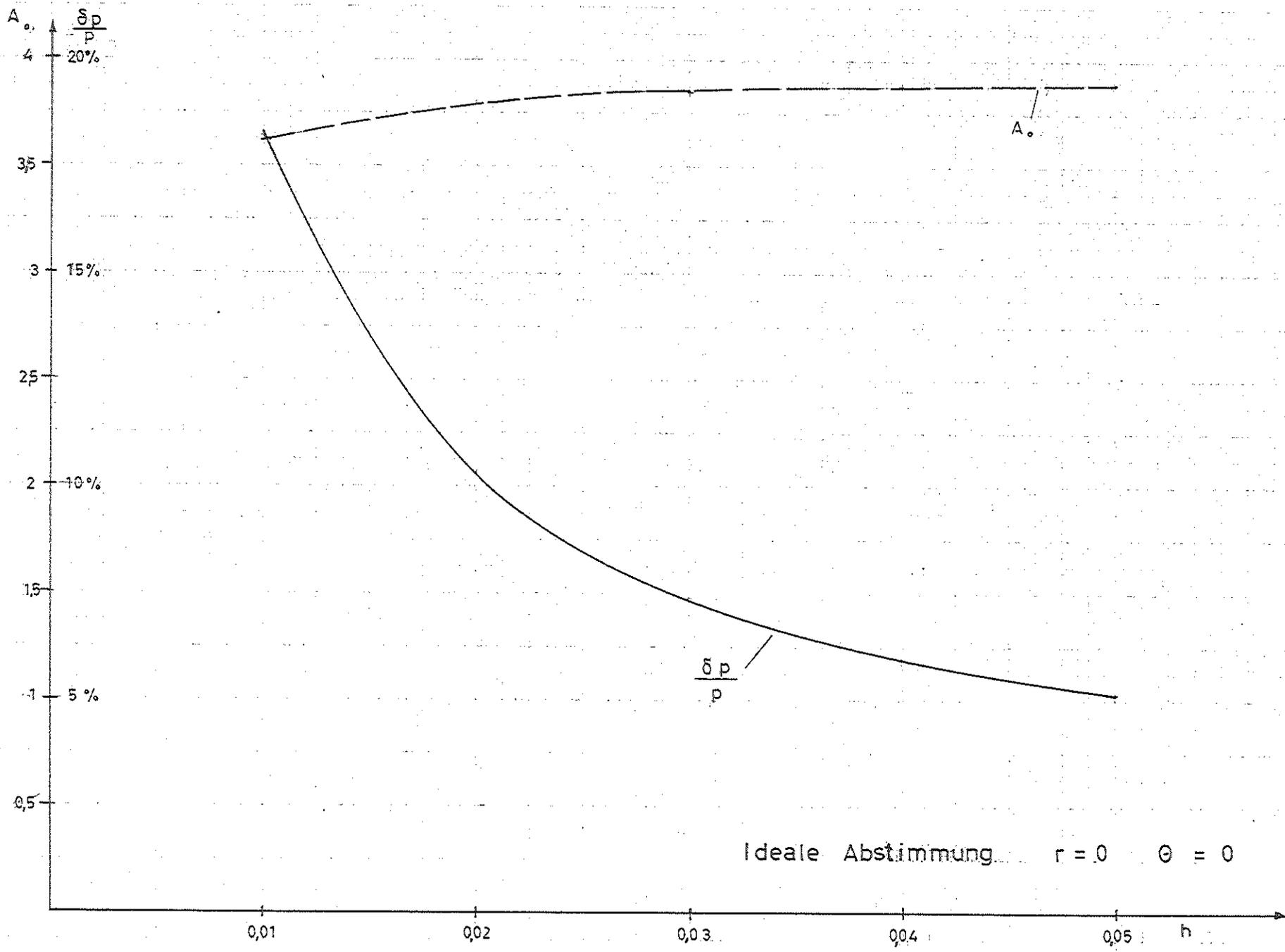


Abb. 10