

HEINRICH-HERTZ-INSTITUT — BERLIN-CHARLOTTENBURG

Technischer Bericht Nr. 198

Transmissionsverhalten gleichmäßig gekrümmter
Kreishohlleiterresonatoren

von

Dipl.-Ing. Gerd Großkopf

Ing.-grad. Rudolf Löffler

Heinrich-Hertz-Institut
für Nachrichtentechnik Berlin
Gesellschaft mit beschränkter Haftung
- Bibliothek -
Einsteinufer 37, D-10587 Berlin

B e r l i n

1 9 7 6

EINSTEINUFER 37

1000 BERLIN 10

TRANSMISSIONSVERHALTEN GLEICHMÄSSIG GEKRÜMMTER

KREISHOHLLEITERRESONATOREN

Berlin 1977

G.Großkopf, R.Löffler

TECHNISCHER BERICHT NR. 198

Transmissionsverhalten gleichmäßig gekrümmter Kreishohlleiter-
resonatoren

Übersicht:

An einem Hohlkabelabschnitt wird der Einfluß von Krümmungen auf die Übertragungseigenschaften mit Hilfe eines Resonanzmeßverfahrens untersucht. Die Übertragungseigenschaften lassen sich mit der Dämpfung und der Laufzeitverzerrung der übertragenen Signale beschreiben. Beide Eigenschaften stehen mit der Störwellenanregung in engem Zusammenhang, die ihrerseits von der Hohlkabelart, speziell von den Daten des Dielektrikums, bei beschichteten Hohlleitern abhängen.

Es wird die Resonatorgüte als Funktion des Krümmungsradius und der Frequenz für das Beispiel eines beschichteten 70mm-Hohlleiters zahlenmäßig berechnet und mit Meßdaten verglichen. Auch die Art des verkoppelten Störmodentyps beeinflusst das Übertragungsverhalten. Es werden Zahlenbeispiele für die beiden in der Krümmung am stärksten angeregten Wellentypen E_{11} und H_{12} angegeben.

Die Bearbeiter

G. Großkopf
G. Großkopf

R. Löffler
R. Löffler

Wiss.- Techn. Geschäftsführer

H. Ohnsorge
Dr.-Ing. H. Ohnsorge

Der Abteilungsleiter:

W. Herold
Dr.-Ing. W. Herold

Transmissionsverhalten gleichmäßig gekrümmter Kreishohlleiterresonatoren

Inhalt :

Zusammenfassung

- 1. Einleitung**
- 2. Berechnung der Transmissionsfunktion des gekrümmten Resonators**
 - 2.1 Voraussetzungen**
 - 2.2 Streumatrix eines gleichmäßig gekrümmten Hohlleiters**
 - 2.3 Zahlenbeispiel für die Ausbreitungskonstanten**
 - 2.4 Resonatorendplatten**
 - 2.5 Transmissionsfunktion**
 - 2.6 Zahlenbeispiel für die Transmission**
- 3. Die reziproke Güte**
 - 3.1 Herleitung der Gütebeziehung**
 - 3.2 Zahlenbeispiel**
- 4. Experimente an einem 20m - Resonator**
 - 4.1 Meßaufbau**
 - 4.2 Ergebnisse der Messungen**

Literatur

Liste der verwendeten Symbole

Abbildungen

Zusammenfassung

Die vorliegende Arbeit behandelt einige Probleme, die bei der Dämpfungsbestimmung der H_{01} - Welle in gekrümmten Kreishohlleitern auftreten. Es werden die Störwellenanregung und die damit verbundene Dämpfungserhöhung infolge der Biegung der Resonatorachse in Zahlenbeispielen mit einem Rechenprogramm bestimmt.

Ausgehend von den verkoppelten Leitungsgleichungen werden, unter Berücksichtigung der Einflüsse der Resonatorendplatten, die Beziehungen für die Transmission und die reziproke Güte hergeleitet.

Diese Gleichungen gelten für große Krümmungsradien, so daß eine Kopplung der Störwellen untereinander vernachlässigbar ist. Damit besteht die Möglichkeit, die Rechnung mit nur einem verkoppelten Störmodus durchzuführen.

Die Zahlenbeispiele werden im Frequenzbereich 40 bis 100 GHz angegeben und zum Teil mit den Ergebnissen verglichen, die an einem Experimentierresonator im Bereich 55 bis 60 GHz gewonnen wurden. Meßobjekt waren dielektrisch beschichtete Kreishohlleiter mit einem Durchmesser von 70 mm und einer kilometrischen Dämpfung von weniger als 1.5 dB/km. Der kleinste Krümmungsradius betrug ca. 80 m.

1. Einleitung

Bei der Planung einer Hohlkabelstrecke zur Nachrichtenübertragung ist es notwendig, die Dämpfung des Nutzwellentyps abschätzen zu können. Von besonderem Interesse sind dabei die Dämpfungserhöhungen, die in gekrümmten Streckenabschnitten entstehen, wenn Gelände- und Ortshindernisse umgangen werden müssen.

Der Nutzwellentyp ist im Kreishohlleiter als dämpfungärmster der H_{01} - Modus. In diesen Krümmungen sind nach der Theorie E_{11} - und H_{1n} - Wellen zu erwarten, deren Anregung in starkem Maße von den Eigenschaften des Hohlkabels abhängt und eine zusätzliche Dämpfung der H_{01} - Welle bedeutet. Da die genannten Störtypen

andere Phasenkonstanten als die H_{01} - Welle aufweisen, sind neben der Dämpfungserhöhung Impulsverzerrungen zu erwarten.

Aus der Literatur sind einige Verfahren bekannt, mit denen Messungen der H_{01} -Wellendämpfung durchführbar sind. Die verbreitetsten Methoden sind das Pendelimpuls- und das Resonanzmeßverfahren.

Beim Pendelimpulsverfahren wird die Amplitudenverminderung eines durch das Meßobjekt (hier ein gekrümmter Hohlkabelabschnitt) laufenden Mikrowellenimpulses gemessen. Die Abnahme der Impulsamplitude nach Durchlaufen des Meßobjektes ist ein Maß für die Dämpfung der H_{01} - Welle.

Im Gegensatz zum idealen, geraden Kreishohlleiter erfolgt im Krümmer ein Energieaustausch zwischen den sich ausbreitenden Wellentypen, d.h. ein Teil der im Impuls vorhandenen H_{01} - Wellenenergie wird in eine Reihe von Störwellen gestreut. Da diesen stets eine größere Dämpfung als der H_{01} -Modus anhaftet, kann beim Rekonvertieren der Störwellenenergie nicht mehr die ursprüngliche H_{01} -Wellenamplitude erreicht werden. Dieser Vorgang der Konversion und Rekonversion verläuft in Ausbreitungsrichtung gesehen periodisch, so daß es entlang des Krümmers Stellen mit minimaler und maximaler H_{01} - Wellenenergie gibt.

Die meßtechnischen und theoretischen Grundlagen sind in [14] und [15] ausführlich erläutert. Daher sei hier lediglich die Dämpfungsbeziehung für den in der Praxis wichtigsten Fall der maximal möglichen Dämpfung angegeben.

$$\alpha = \alpha_1 + \frac{2 C^2}{\Delta\beta^2 \cdot z} + \frac{C^2}{\Delta\beta^2} / \Delta\alpha / \quad (1)$$

Man erkennt, daß sich der Dämpfungskoeffizient aus 3 Anteilen zusammensetzt, dem des geraden Hohlleiters, sowie zwei weiteren, die die Dämpfungserhöhung infolge der Krümmung darstellen.

Für einen gekrümmten Hohlkabelabschnitt besteht der Nachteil des

Pendelmeßprinzips darin, daß Störungen in der Streckenführung (Knicke, Achsversätze, fehlerhafte Viellochblenden am Streckenende u.ä.) zusätzliche Konversionsverluste hervorrufen, die sich der Dämpfung des rein gebogenen Kreishohlleiters überlagern und von dieser nur schwer trennbar sind. Ferner ist für eine ausreichende Unterscheidung der durch den Krümmer laufenden Impulse eine relativ große Streckenlänge erforderlich.

Eine Möglichkeit, den Einfluß der obengenannten Störungen abzuschätzen, bietet das Resonanzmeßverfahren. Infolge von unerwünschten punktförmigen Verkopplungen, die beispielsweise durch ungenaue Flanschverbindungen hervorgerufen werden, tritt in periodischen Abständen eine maximale Störwellenanregung auf und damit verbunden eine resonanzartige Dämpfungsüberhöhung [16]. Das ist immer dann der Fall, wenn Haupt- und Störwelle gleiche Resonanzfrequenz haben. Andernfalls sind diese Einflüsse bei den gegebenen Toleranzen der Hohlkabel und ihrer Flansche gegenüber den Auswirkungen der Krümmung vernachlässigbar.

Gemessen wird also die Transmission aus deren Resonanzbandbreiten des Hauptwellentyps unter gewissen Voraussetzungen die Dämpfung des Hohlleiters bestimmt werden kann. Für gerade Hohlleiterabschnitte ist dieses Meßverfahren in [1] - [6] beschrieben worden.

In den Meßplätzen der genannten Literaturstellen finden Resonatoren Verwendung, bei denen die Endplattenverluste annähernd die gleiche Größenordnung aufweisen, wie die Verluste des zu untersuchenden Hohlkabels. Die meßtechnische Trennung dieser Verluste läßt sich mit Resonatoren unterschiedlicher Länge durchführen, wenn beispielsweise ein Kurzschlußschieber als Resonatorendplatte eingesetzt wird.

Bei den geringen Dämpfungswerten der verwendeten Hohlleiter und der stets vorhandenen Störwellenanregung infolge von Kippwinkeln in den Flanschen und an den Endplatten treten Meßunsicherheiten auf, die durch Frequenzinstabilitäten des Senders noch vergrößert werden.

Andere Verhältnisse herrschen bei der Untersuchung der gleichmäßigen Krümmung, wo mit Ausnahme der Senderinstabilität alle Fehlereinflüsse als konstant vorausgesetzt werden können, mit

der Einschränkung, daß bei Krümmungsradien unter 100 m in der Praxis die Gefahr der Knickstellenbildung infolge mechanischer Spannungen in den Hohlkabelflanschen besteht.

2. Berechnung der Transmissionsfunktion des gekrümmten Resonators

Den Meßaufbau und das Prinzipschaltbild eines Resonanzmeßplatzes zeigen die Abb. 1 und 2. Die Berechnung der Übertragungsfunktion des Resonators wird mit Streumatrizen [7] durchgeführt, so daß zur Lösung des Gleichungssystems die Pfad - Schleifenregel [8] angewendet werden kann. Das lineare Signalflußdiagramm des Resonators ist in Abb. 3 dargestellt. Sie zeigt darüberhinaus die Matrizen der Endplatten und des Hohlleiters, deren Elemente in den Abschnitten 2.2) und 2.4) unter noch zu vereinbarenden Voraussetzungen berechnet werden.

2.1 Voraussetzungen

Bei der Herleitung der Transmissionsbeziehung eines gleichmäßig gekrümmten Resonators werden zur Vereinfachung der Rechnung folgende, in der Praxis näherungsweise erfüllbaren Voraussetzungen getroffen:

1. Die komplexe Wellengröße des H_{01} - Modus sei groß gegenüber der der übrigen Störwellen.
2. Die Resonatorachse weise einen konstanten, großen Krümmungsradius auf.
Damit ist die Verkopplung der Störwellen untereinander in erster Näherung vernachlässigbar, so daß die Möglichkeit besteht, jeweils nur mit einem verkopplten Wellentyp zu rechnen.
4. Wellentypreine Speisung des Resonators mit dem H_{01} - Typ,

4. reine Vorwärtsanregung der Störwellen in der Krümmung
5. Die Reflexionsfaktoren der Endplatten werden bei genügendem Abstand von der Grenzfrequenz des Hohlkabels als wellentypunabhängig und rein reell angenommen.
6. keine Störwellenanregung an den Endplatten.
7. Die Eingangsreflexionsfaktoren des Hohlkabels seien vernachlässigbar.
8. keine Entartung der verkoppelten Wellentypen.

2.2 Streumatrixelemente eines gleichmäßig gekrümmten Hohlleiters

Ausgangspunkt für die Berechnung der Matrixelemente des Hohlkabels mit homogener Verkopplung bilden die Leitungsgleichungen nach [9]. Die kontinuierliche Kopplungsfunktion wird als Grenzübergang einer Summe von diskreten Knickstellen der Kabelachse dargestellt.

$$\frac{da_1}{dz} = -\underline{\gamma}_1' a_1 + j c(z) \cdot \underline{a}_2 \quad (2)$$

$$\frac{da_2}{dz} = -\underline{\gamma}_2' a_2 + j c(z) \cdot \underline{a}_1 \quad (3)$$

Für $c(z) = \text{konst.}$, d.h. für den Sonderfall der konstanten Krümmung der Achse erhält man nach Zwischenrechnung die Streumatrixelemente :

$$\underline{A}_{13} = \frac{1}{2\underline{W}} [e^{-\underline{\Gamma}_1 z} (\underline{W} + \underline{\gamma}_1 - \underline{\gamma}_2) + e^{-\underline{\Gamma}_2 z} (\underline{W} - (\underline{\gamma}_1 - \underline{\gamma}_2))] \quad (4)$$

$$\underline{A}_{23} = -j \frac{c}{\underline{W}} (e^{-\underline{\Gamma}_1 z} - e^{-\underline{\Gamma}_2 z}) \quad (5)$$

$$\underline{A}_{14} = \underline{A}_{23} \quad (6)$$

$$\underline{A}_{24} = \frac{1}{2\underline{W}} [e^{-\underline{\Gamma}_2 z} (\underline{W} + \underline{\gamma}_1 - \underline{\gamma}_2) + e^{-\underline{\Gamma}_1 z} (\underline{W} - (\underline{\gamma}_1 - \underline{\gamma}_2))] \quad (7)$$

$\underline{\Gamma}_1$ und $\underline{\Gamma}_2$ stellen die Ausbreitungskonstanten dar, die sich bei homogener Verkopplung zweier Wellentypen ergeben, $\underline{\gamma}_1$ und $\underline{\gamma}_2$ sind die der unverkoppelten Moden im geraden Hohlleiter.

Ausbreitungskonstanten der

H_{01} - Welle :
$$\underline{\Gamma}_1 = \frac{\underline{\gamma}_1 + \underline{\gamma}_2}{2} + \frac{1}{2} \underline{W} \quad (8)$$

Störwelle :
$$\underline{\Gamma}_2 = \frac{\underline{\gamma}_1 + \underline{\gamma}_2}{2} - \frac{1}{2} \underline{W} \quad (9)$$

mit

$$\underline{W} = \sqrt{(\underline{\gamma}_1 - \underline{\gamma}_2)^2 - 4c^2} \quad (10)$$

Man erkennt, daß die Ausbreitungskonstanten im gleichmäßig gekrümmten Hohlleiter vom Kopplungskoeffizienten abhängen und darüber hinaus eine Funktion der Dämpfungs- und Phasenkonstanten der unverkoppelten Wellentypen sind.

Die Störwelle wird als Folge der Konversion in den H_{01} - Typ mit anschließender Rekonversion schwächer gedämpft als im geraden Hohlkabel. Im Gegensatz dazu erhöht sich die Dämpfung für den H_{01} - Wellentyp.

Die Phasenkonstanten der verkoppelten Wellentypen verändern sich so, daß die Schwebungswellenlänge

$$L_s = \frac{2\pi}{|\text{Im}\{\underline{\Gamma}_2\} - \text{Im}\{\underline{\Gamma}_1\}|} \quad (11)$$

mit abnehmendem Krümmungsradius kleineren Werten zustrebt. Gleichzeitig tritt als Folge des veränderten Imaginärteils der Arbeitskonstanten eine Verschiebung der H_{01} - Resonanzfrequenzen auf.

2.3 Zahlenbeispiele für die Ausbreitungskonstanten

Mit einem Rechenprogramm werden für einen dielektrisch beschichteten Kreishohlleiter die Dämpfungskonstanten und Schwebungswellenlängen berechnet, wenn die Achse des Hohlleiters eine konstante Krümmung aufweist.

Aus [10] und [11] sind die Dämpfungskonstanten und Schwebungswellenlängen der unverkoppelten Wellentypen zu entnehmen. Aus [13] erhält man die Werte für die Kopplungskoeffizienten zwischen der H_{01} -Welle und dem H_{12} = bzw. E_{11} - Störtyp. Damit können die sogenannten verkoppelten Ausbreitungskonstanten berechnet werden.

Die Abb. 4-6 zeigen die Ergebnisse. Dabei wird immer vorausgesetzt, daß die H_{01} - Welle nur mit einem der beiden Störtypen E_{11} oder H_{12} verkoppelt sei. Man erkennt, daß erst bei Krümmungsradien unter 100 m eine merkliche Änderung der Ausbreitungskonstanten eintritt.

In den Abb. 4a - c sind die Dämpfungskonstanten für 2 Frequenzen berechnet worden. Bei $f = 60$ GHz liegt die Dämpfung des E_{11} - Typs deutlich über der der H_{12} -Welle. Deshalb steigt mit abnehmendem Krümmungsradius die verkoppelte Dämpfungskonstante der H_{01} - Welle bei der Anregung des E_{11} -Typs stärker als bei der Verkopplung mit dem H_{12} - Modus. Umgekehrt liegen die Verhältnisse bei $f = 100$ GHz. Infolge der dielektrischen Beschichtung sind die Verluste der E_{11} -Welle im geraden Hohlleiter bei dieser Frequenz unter die des H_{12} -Typs gesunken, so daß die verkoppelte Dämpfungskonstante der H_{01} - Welle jetzt stärker zunimmt, wenn dieser Wellentyp mit der H_{12} -Welle verkoppelt ist.

Die Abbildungen 5a, b und 6 verdeutlichen die Auswirkungen der Krümmungen auf die Phasengrößen bzw. auf die Schwebungswellenlängen der verkoppelten Wellentypen.

Bei der Darstellung der normierten Änderung der Schwebungswellenlängen (Abb. 6) in Abhängigkeit von der Krümmung erkennt man den quadratischen Einfluß des Koppelkoeffizienten.

2.4 Resonatorenendplatten

Bei der Gütemessung eines Resonators, sind die Endplatteneinflüsse besonders zu beachten. Experimente an einem 20m - Resonator haben gezeigt, daß die Störwellenanregungen an den Ein- und Auskoppelplatten der entwickelten Meßapparatur infolge von Geometriestörungen in ausgewählten Frequenzbereichen vernachlässigt werden können.

Die Streumatrizen vereinfachen sich damit:

Einkoppelplatte :

$$\begin{bmatrix} e^{-a_E} & 0 & \underline{E}_{01} & 0 \\ 0 & e^{-a_E} & 0 & \underline{E}_{St} \\ \underline{E}_{01} & 0 & e^{-a_E} & 0 \\ 0 & \underline{E}_{St} & 0 & e^{-a_E} \end{bmatrix}$$

Auskoppelendplatte:

vgl. Abb. 7

$$\begin{bmatrix} e^{-a_E} & 0 & \underline{S}_{01} & 0 \\ 0 & e^{-a_E} & 0 & \underline{S}_{St} \\ \underline{S}_{01} & 0 & e^{-a_E} & 0 \\ 0 & \underline{S}_{St} & 0 & e^{-a_E} \end{bmatrix}$$

Die Güte des zu untersuchenden Resonators wird ferner von der Transmission des Einkoppelsiebes beeinflusst. Die Koppellöcher sind so klein zu wählen, daß der Leistungsanteil, der durch Auskopplung dem Resonator verloren geht, gegenüber der Wirbelstromverlustleistung vernachlässigbar ist, d.h.

$$\begin{aligned} |\underline{S}_{01}| &\ll 1 \\ |\underline{S}_{St}| &\ll 1 \\ |\underline{E}_{01}| &\ll 1 \\ |\underline{E}_{St}| &\ll 1 \end{aligned} \tag{12}$$

Damit sind auch die Wellenanteile vernachlässigbar, die nach Verlassen des Resonators durch das Einkoppelsieb in den Querschnittsübergang hineinlaufen, dort reflektiert werden und wieder in den Resonator zurückgelangen. Mit dieser Maßnahme ist eine wellentypreine Anregung des Resonators näherungsweise gewährleistet. Darüber hinaus ist seine Belastung auf ein Minimum reduziert.

Im folgenden soll eine Beziehung zwischen dem Reflexionsfaktor und den Endplattenverlusten abgeleitet werden.

Für den Reflexionsfaktor gilt:

$$\underline{\Gamma} = e^{- (a_E + j \varphi_E)} \quad (13)$$

Nach [12] läßt sich der Reflexionsfaktor einer ebenen Welle an einer Metallplatte mit Hilfe des Wellenwiderstandes Z_0 und des Oberflächenwiderstandes \underline{Z}_s darstellen :

$$\underline{\Gamma} = - \frac{1 - \frac{\underline{Z}_s}{Z_0}}{1 + \frac{\underline{Z}_s}{Z_0}} \quad (14)$$

Mit $|\underline{Z}_s| < Z_0$ gilt für $\underline{\Gamma}$:

$$\underline{\Gamma} \approx - \left(1 - 2 \frac{\underline{Z}_s}{Z_0} \right) \quad (15)$$

Damit kann die Dämpfungskonstante der Endplatte unter der Annahme reiner Wirbelstromverluste geschrieben werden:

$$a_e \approx \operatorname{Re} \left\{ 2 \frac{\underline{Z}_s}{Z_0} \right\} = \sqrt{\frac{\omega \cdot \epsilon_0}{2 \cdot \sigma}} \quad (16)$$

Die tatsächlichen Endplattenverluste, die neben den Wirbelstromverlusten auch Konversionsverluste enthalten, werden durch Vergleich zweier Meßreihen bestimmt. Dazu wurden die H_{01} -Bandbreiten eines 20m - Resonators und eines auf 5 m verkürzten Meßaufbaus gemessen, wobei vorausgesetzt werden muß, daß beim Verkürzen des Resonators alle übrigen Eigenschaften des Meßplatzes unverändert geblieben sind.

Abb. 14 läßt deutlich den Endplatteneinfluß erkennen. In Kurve 1 ist der gemessene Reziprokwert der Güte eines 20 m - Resonators in Abhängigkeit von der Frequenz dargestellt. Die Kurven 2 und 3

stellen berechnete Werte dar. Kurve 2 zeigt die Werte, die man erhält, wenn für die H_{01} - Hohlleiterdämpfung die Werte nach [10], [11], [13] eingesetzt werden und in den Endplatten lediglich Wirbelstromverluste nach Gleichung (16) angenommen werden. In Kurve 3 sind dagegen die gemessenen Endplattenverluste bei der Berechnung der Güte berücksichtigt worden. Man erkennt, daß sich in diesem Fall die berechneten Werte bis auf einen geringen Restfehler von der Meßkurve des 20m-Resonators unterscheiden.

2.5 Transmissionsfunktion

Unter den genannten Voraussetzungen wird mit Hilfe der Pfad-Schleifen-Regel die Übertragungsfunktion eines mit konstanter Krümmung gebogenen H_{01} -Wellenresonators berechnet:

$$\begin{aligned} \underline{T}_{ges} = & \frac{\underline{E}_{o1}}{2 e^{-a_E}} \left[\left\{ \frac{1 + \frac{\underline{\gamma}_1 - \underline{\gamma}_2}{W}}{\text{sh}(\underline{\Gamma}_1 L + a_E)} - \frac{1 - \frac{\underline{\gamma}_1 - \underline{\gamma}_2}{W}}{\text{sh}(\underline{\Gamma}_2 L + a_E)} \right\} \cdot \frac{\underline{S}_{o1}}{2} + \right. \\ & \left. + j \frac{C}{W} \left\{ \frac{1}{\text{sh}(\underline{\Gamma}_2 L + a_E)} - \frac{1}{\text{sh}(\underline{\Gamma}_1 L + a_E)} \right\} \cdot \underline{S}_{st} \right] \quad (17) \end{aligned}$$

$$\underline{T}_{ges} = \underline{T}_1 + \underline{T}_2 + \underline{T}_3 + \underline{T}_4 \quad (18)$$

Die Ausdrücke $[\text{sh}(\underline{\Gamma}_1 L + a_E)]^{-1}$ und $[\text{sh}(\underline{\Gamma}_2 L + a_E)]^{-1}$ stellen am Einheitskreis invertierte Ellipsen dar. Beide werden entsprechend ihrer Phasenkonstanten durchlaufen, so daß sich die Abstände der Resonanzfrequenzen von Haupt- und Störtyp zueinander mit der Schwebungswellenlänge ändern. Die zeitliche Lage beider Ellipsen untereinander wird von den Phasenlagen der Wellentypen

festgelegt. Es ist möglich, daß beide Wellentypen die gleiche Resonanzfrequenz, die Zeiger der Wellengrößen in der komplexen Ebene dagegen eine unterschiedliche Phasenlage aufweisen.

Die Transmission wird von 2 Summanden gebildet, deren Koeffizienten \underline{S}_{01} und \underline{S}_{St} die orts- und wellentypabhängigen Transmissionskoeffizienten der über dem Hohlleiterquerschnitt verschiebbaren Auskoppelvorrichtung nach Abb. 7 darstellen. Durchläuft $sh(\underline{\Gamma}_1 L + a_E)$ mit veränderlicher Frequenz ein Minimum, d.h. tritt allein eine H_{01} -Wellenresonanz auf, so enthält die Transmission sowohl einen Anteil, der die räumliche Feldstärkeverteilung einer H_{01} -Welle aufweist, wie auch einen mit der Verteilung des verkoppelten Störtyps (Abb. 8). Umgekehrt existieren im Resonanzfall der Störwelle zwei Anteile, deren örtliche Abhängigkeit sowohl Störwellen- wie auch H_{01} -Wellencharakter aufweisen. Das bedeutet, daß für den Resonanzfall der Störwelle auch dann die Transmission von Null verschieden ist, wenn durch geeignete Stellung des Auskoppelhohlleiters die H_{01} -Welle wellentypselektiv ($\underline{S}_{St}=0$) ausgekoppelt wird.

Abb. 8 soll die Transmission des gekrümmten Resonators veranschaulichen, die sich entsprechend Gleichung (18) aus vier komplexen Anteilen zusammensetzt, wobei die Terme 1-4 noch mit den orts- und wellentypabhängigen Streumatrixelementen der Auskoppelplatte multipliziert werden müssen.

Bei einem Resonator fester Länge, der mit einem definierten Krümmungsradius gebogen wird, bilden sich entsprechend Gleichung (8) und (9) Phasengrößen der verkoppelten Wellentypen aus. Für die Fälle

$$\text{Im} \{ \underline{\Gamma}_1 \cdot L + a_E \} = n \cdot \pi$$

und $\text{Im} \{ \underline{\Gamma}_2 \cdot L + a_E \} = k \cdot \pi$ n, k seien ganze Zahlen (19)

treten Haupt- bzw. Störwellenresonanzen auf. Man erkennt leicht, daß bei fester Resonatorlänge Frequenzen existieren, bei denen sich Haupt- und Störtyp dichtbenachbart in Resonanz befinden. Die Möglichkeit, daß beide Wellentypen exakt die gleiche Resonanzfrequenz aufweisen,

$$\operatorname{Im}\{\Gamma_1 L + a_E\} = m \cdot \{\operatorname{Im} \Gamma_2 L + a_E\}, \quad m \text{ ganze Zahl} \quad (20)$$

ist nur in Sonderfällen möglich, oder kann durch Verändern der Resonatorlänge bzw. seiner Krümmung erzwungen werden.

Aus diesem Grund ist in Abb. 8 eine gewisse Differenz der Resonanzfrequenzen angenommen worden. Zwischen ihnen befindet sich das Maximum der Gesamttransmission, dessen Betrag und Lage von der Wahl der Koeffizienten der Auskoppelvorrichtung und damit von der Stellung der Empfängerdiode auf der Hohlleiterfläche abhängt.

Auch die Güte, die aus der Gesamttransmission gewonnen wird, ist damit eine Funktion der Streumatrixelemente der Endplatte.

2.6 Zahlenbeispiel für die Transmission

In einem Zahlenbeispiel sind die Transmissionsanteile vom Haupt- und Störwellentyp in Abhängigkeit vom Krümmungsradius mit einem Digitalrechner ermittelt worden. Parameter sind die H_{01} -Resonanzfrequenz und der verkoppelte Störwellentyp. Die Länge des Resonators entspricht der des Experimentierresonators.

Die Hohlleiterdaten seien die gleichen wie beim oben angeführten Beispiel, so daß die Werte für die Ausbreitungskonstanten und die Koppelkoeffizienten übernommen werden können. Als Material für die Endplatten findet Messing Verwendung ($\sigma = 16 \cdot 10^6 \text{ [S/m]}$).

In den Abbildungen 9 und 10 sind die Transmissionsanteile von Gleichung (18) bei Resonanz der H_{01} -Welle in Abhängigkeit von der Krümmung für verschiedene Frequenzen aufgetragen. Der erste Klammerausdruck von Glg. (18) der die Transmission mit H_{01} -wellenförmiger Feldstärkeverteilung darstellt, ist auf die eines geraden H_{01} -Wellenresonators mit gleicher H_{01} -Resonanzfrequenz bezogen. Im Gegensatz dazu ist die Normierung des Anteils mit Störwellenstruktur mit dem H_{01} -Anteil des gekrümmten Resonators durchgeführt worden.

In den Abbildungen sind lediglich die Beträge dargestellt. Bei der Berechnung der Gesamttransmission ist noch der Phasenwinkel zwischen den Transmissionsanteilen, sowie die Stellung der Auskoppelvorrichtung zu berücksichtigen.

Wie bereits im vorangegangenen Abschnitt erwähnt, ist der Betrag der Gesamttransmission vom gegenseitigen Abstand der Resonanzfrequenzen von Haupt- und Störtyp abhängig.

Der Maximalwert wird erreicht, wenn die Schwebungswellenlänge beider Moden ein ganzes Vielfaches der Resonatorlänge ist. In Abb. 9 und 10 sind für diesen Fall die normierten Transmissionsanteile dargestellt.

In Abb. 9 macht sich die Frequenzabhängigkeit der Dämpfung des verkoppelten Störtyps bemerkbar. Im Frequenzbereich um 53 GHz liegt die Dämpfung des E_{11} - Typs merklich über der des H_{12} -Modus. Als Folge davon ist die H_{01} - Transmission bei der angenommenen Verkopplung mit dem E_{11} - Typ geringer als im Fall der H_{12} -Anregung.

Im Bereich 69 - 74 GHz herrschen dagegen umgekehrte Dämpfungs- und damit verbundenen H_{01} -Transmissionsverhältnisse.

Die Abhängigkeit von der Krümmung wird in den betrachteten Frequenzbereichen hauptsächlich vom Quadrat des Koppelkoeffizienten geprägt. In Abb. 10 ist der normierte Transmissionsanteil dargestellt, dessen Feldstärkeverteilung der des angeregten Störtyps entspricht. Hier erkennt man den linearen Zusammenhang zwischen der Krümmung $1/R$ und der Störwellenamplitude.

Beim Biegen des Resonators verändern sich entsprechend Glg. (8) und (9) die Ausbreitungskonstanten. Damit ist eine Verschiebung der Resonanzfrequenzen verbunden. Gleichzeitig ändert sich jedoch auch die Schwebungswellenlänge der H_{01} -Welle mit dem verkoppelten Störmodus. Damit würde sich der Grad der Verkopplung ändern.

Da dieser Einfluß jedoch bei den im Beispiel behandelten Hohlleitern vernachlässigt werden kann, stellen die Frequenzangaben in den Abb. 9 und 10 lediglich eine mittlere Frequenz dar, wobei beim Krümmen eine geringe Abweichung der Resonanzfrequenz zu höheren oder niedrigeren Frequenzen auftritt.

3 Die reziproke Güte

3.1 Herleitung der Gütebeziehung

Für die praktische Anwendung bei räumlich ausgedehnten Meßanordnungen empfiehlt es sich, zur meßtechnischen Bestimmung der Resonator-dämpfung anstelle der Transmission die Güte oder die Resonanzbandbreite zu benutzen. Beim H_{01} -Wellenresonator sind die Frequenzen von besonderem Interesse, bei denen sich der eingespeiste Wellentyp in Resonanz befindet. Wegen des geringen Signal-Rauschverhältnisses sind die Resonanzstellen der verkoppelten Störwelle für die weitere Untersuchung ungeeignet.

Ausgangsgleichung für die Ableitung der Güte ist die Transmissionsbeziehung (17). Bei Verwendung eines quadratischen Detektors als Empfänger, sind die Betragsquadrate im H_{01} -Resonanzmaximum und bei der Frequenz zu bilden, bei der das Betragsquadrat der Transmission gerade 50% des Maximalwertes erreicht hat. Eine allgemeine Beziehung für die Güte läßt sich nicht ableiten. Es kann hier lediglich eine Näherung angegeben werden. Für einen Resonator, dessen Endplatten geringe Verluste aufweisen, gilt:

$$\operatorname{Re} \{ \underline{\Gamma}_2 \cdot L \} > \operatorname{Re} \{ \underline{\Gamma}_1 \cdot L \} > a_E \quad (21)$$

Damit wird in der Umgebung des Resonanzmaximums die Transmission im wesentlichen von den Termen bestimmt, deren Nennerfunktion $\operatorname{sh} (\underline{\Gamma}_1 L + a_E)$ lautet. Die Ausdrücke, deren Nenner $\operatorname{sh} (\underline{\Gamma}_2 L + a_E)$ enthalten, beeinflussen ebenfalls die Transmission und damit die Bandbreite. Im praktischen Fall, in dem $\operatorname{Re} \{ \underline{\Gamma}_1 \cdot L \} \ll \operatorname{Re} \{ \underline{\Gamma}_2 \cdot L \}$ gilt, ist ihr Einfluß jedoch nur gering, so daß diese Summanden in erster Näherung vernachlässigt werden.

Damit läßt sich die Transmissionsbeziehung umformen in

$$\underline{T}_{\text{ges}} \approx \frac{E_{01}}{2 e^{-a_E}} \frac{S_{01} \left(1 + \frac{\chi_1 - \chi_2}{W} \right) - j S_{st} \frac{C}{W}}{\operatorname{sh} (\underline{\Gamma}_1 L + a_E)} \quad (22)$$

Die Ebene, in der die Resonatorachse gekrümmt wird, legt die Polarisationsrichtung des angeregten Störtyps fest. Damit kann die Abtastvorrichtung so eingestellt werden, daß sich $\underline{S}_{St} = 0$ ergibt. Nach Zwischenrechnung erhält man mit der Voraussetzung $\Delta\alpha \ll \Delta\beta$ für Resonatoren hoher Güte:

$$\frac{1}{Q} \approx \frac{\lambda}{\pi} \left\{ \frac{Q_E}{L} + \frac{1}{2} \left(\alpha_1 + \alpha_2 - \sqrt{-\frac{1}{2} \{ \Delta\alpha^2 - \Delta\beta^2 - 4c^2 \} + \sqrt{(\Delta\alpha^2 - \Delta\beta^2 - 4c^2) + 4\Delta\alpha^2 \Delta\beta^2}} \right) \right\} \quad (23)$$

Die Güte eines H_{01} -Resonators mit homogener Verkopplung wird durch folgende Größen bestimmt:

1. Wandverluste
2. Konversionsverluste durch Krümmen der Achse.
3. Endplattenverluste

Von den Wirbelstromverlusten im Kabelmantel abgesehen, sind als Folge der Beschichtung, Verluste im Dielektrikum zu berücksichtigen. Ferner existiert ein Dämpfungsanteil, der dadurch hervorgerufen wird, daß als Folge der Beschichtung ein größerer Teil der Feldenergie am Außenmantel konzentriert wird. Diese 3 Anteile sind unter dem Begriff Wandverluste zusammengefaßt worden.

In gekrümmten Hohlleitern pendelt ein Teil der Energie zwischen der H_{01} -Welle und den unerwünschten Wellentypen, vorwiegend E_{11} - und H_{1n} -Wellen. Da diese stärker als der H_{01} -Typ gedämpft werden, tritt je nach Rekonversion ein Energieverlust für die H_{01} -Welle auf. Mit abnehmendem Krümmungsradius erfolgt eine stärkere Verkopplung und damit ein Anwachsen der Konversionsverluste des H_{01} - Typs.

Die Endplattenverluste sollen nach Voraussetzung überwiegend durch Wirbelströme verursacht werden. In der Praxis treten zusätzlich noch Kopplungs- und Konversionsverluste auf. Letztere werden durch geometrische Ungenauigkeiten wie Kippwinkel und Verwölbung des Koppelsiebes hervorgerufen. Aus Gleichung (23) erhält man nach weiterer Zwischenrechnung :

$$\frac{1}{Q} \approx \frac{\lambda}{\pi} \left(\frac{Q_E}{L} + \alpha_1 + \frac{C^2}{\Delta\beta^2} |\Delta\alpha| \right) \quad (24)$$

Damit wird deutlich, welche Dämpfungsanteile des gekrümmten Hohlkabels mit dem Resonanzmeßverfahren bestimmt werden können.

3.2 Zahlenbeispiel für die reziproke Güte

Die abgeleitete Beziehung für die Güte stellt nur eine Näherung dar. Mit Hilfe des Rechenprogramms zur Berechnung der Transmission in Abhängigkeit von der Krümmung, kann auch die Güte des Resonators genauer berechnet werden. Da die Stellung des Auskoppelhohlleiters den Wert der gemessenen Güte beeinflusst, sei als Sonderfall $S_{St} = 0$ gesetzt. Damit müßte auch der Einfluß des Gliedes T_2 in Glg.(17) sichtbar werden, wenn beim Verändern der Frequenz die Resonanzstellen erreicht werden, die der Bedingung (20) genügen. Als Folge der Überlagerung der Transmissionsanteile T_1 und T_2 müßte bei diesen Frequenzen eine Verminderung der Güte eintreten. Für die verwendeten Hohlkabel ist nach der Rechnung die Änderung meßtechnisch nur schwer zu erfassen. Wesentlich größer ist dagegen der Einfluß, der durch Anwachsen des Realteils der verkoppelten H_{01} - Ausbreitungskonstanten entsteht. Dieser ist lediglich der Frequenzabhängigkeit des Koppelkoeffizienten und der Wellentypen unterworfen, so daß Glg.(24) in erster Näherung gut erfüllt werden kann.

Die Abb. 12a und b zeigen die Frequenzabhängigkeit der reziproken Güte des Resonators, dessen Transmissionsbeziehungen im vorangegangenen Kapitel beschrieben wurden. Mit zunehmender Frequenz fallen entsprechend der Dämpfungscharakteristik des H_{01} -Typs die Resonatorverluste. Parameter ist in beiden Diagrammen der Krümmungsradius. Außerdem sinken die Verluste, die durch die Störwellenverkopplung verursacht werden, wenn der Krümmungsradius größeren Werten zustrebt. Damit verbunden, nimmt der Betrag der reziproken Güte ab. In Abb. 11 sind für zwei unterschiedliche Frequenzbereiche die Werte der reziproken Güte dargestellt, wenn der H_{01} - mit dem H_{12} - oder E_{11} -Typ verkoppelt ist. Hier wird vor allem der quadratische Einfluß des Koppelkoeffizienten aus Glg.(8) und (10) deutlich.

Ferner zeigen die Abb. 12 den Einfluß des Krümmungsradius und der Frequenz auf die Werte der reziproken Güte. Deutlicher wird diese Abhängigkeit in den Abb. 13a und b erkennbar. Die unterschiedliche Frequenzcharakteristik von $\frac{1}{4Q}$ wird bei der Verkopplung

der H_{01} -Welle mit dem E_{11} - bzw. H_{12} - Typ im wesentlichen von den unterschiedlichen Steigungen der Dämpfungsfunktion der Störtypen hervorgerufen.

4. Experimente an einem 20 m - Resonator

4.1 Meßaufbau :

An einem Resonanzmeßplatz Abb. 1 u. 2 ist der Einfluß von Krümmungen bei dielektrisch beschichteten Kreishohlleitern auf die Übertragungseigenschaften untersucht worden. Der Transmissionsresonator besteht aus einem 20m langen Hohlkabel mit einer Viellochblende am oberen Ende, sowie einer verschiebbaren Abtastvorrichtung als unterer Endplatte. Angeregt wird der Resonator von einer Rückwärtswellenröhre hoher spektraler Reinheit über eine Richtungsleitung, einen Wellentypwandler mit Filter und Querschnittsübergang. Mit Hilfe der Abtastvorrichtung wird die magnetische Feldstärke an der Endplatte gemessen werden. Das Hohlkabel kann mit Auslenkstützen im Bereich 750 m - 80 m definiert gekrümmt werden. Die Transmission der Viellochblende ist so bemessen, daß der Reflexionsverlust infolge von Wirbelstromverlusten größer ist als der, der durch die Transmission hervorgerufen wird. Damit soll entsprechend Glg.(12) die an der Diode verfügbare Leistung zwar ausreichend, die Belastung des Resonators aber möglichst gering gehalten werden.

4.2 Ergebnisse der Messungen

Im Bereich 55 - 62 GHz wurden in ausgewählten Frequenzgebieten, in denen die Einflüsse von kleinen Knickstellen und anderen Störungen des gerade ausgerichteten Resonators vernachlässigbar sind, bei Dämpfungsuntersuchungen durchgeführt.

Gemessen wird die Bandbreite bzw. der Reziprokwert der Güte Resonanz der H_{01} -Welle in Abhängigkeit von der Frequenz bei unterschiedlichen Krümmungsradien. Durch Vergleichen dieser Meßreihen kann der Dämpfungsanteil $c^2 \cdot |\Delta\alpha| \cdot \Delta\beta^{-2}$ ermittelt werden.

Die Abbildungen 15a - d zeigen die Meßergebnisse bei Krümmungsradien von 750; 200 und 80 m. In einigen Frequenzbereichen können für alle Krümmungsradien die gleichen Eigenschaften des Senders hinsichtlich seiner Stabilität und spektralen Reinheit angenommen werden.

Man erkennt, daß die Dämpfung mit abnehmendem Krümmungsradius geringfügig angewachsen ist.

Die Senderstabilität in den übrigen Frequenzbereichen ist im Vergleich zu früheren Messungen schlechter, so daß die Werte dort für die Bestimmung des Dämpfungszuwachses beim Krümmen unzulässig streuen.

Gleichzeitig ist besonders im Frequenzbereich um 60.8 GHz eine Dämpfungserhöhung zu beobachten, die vermutlich durch Störungen in den Flanschen verursacht wird. Diese bilden sich infolge mechanischer Spannungen bei kleinen Krümmungsradien aus.

Im Frequenzbereich 58.01-58.085 GHz wird aus zwei Meßreihen, bei denen der Resonator von 200 auf 80 m gekrümmt wird, ein mittlerer Differenzbetrag von $(\Delta Q)^{-1} \approx 1,55 \cdot 10^{-8}$ bestimmt. Nach der Theorie sind dagegen lediglich $0,43 \cdot 10^{-8}$ zu erwarten. Diese beiden Werte können mit der Glg. (24) in die anschaulichen Dämpfungskonstanten umgerechnet werden. So erhält man für $c^2 / \Delta \alpha / \Delta \beta^{-2}$ nach der Theorie $2,3 \cdot 10^{-2}$ dB/km gegenüber dem Meßwert von $8 \cdot 10^{-2}$ dB/km. Die statistische Sicherheit dieses Wertes läßt sich mit 61% angeben. Der dazu gehörende Fehler ist größer, als die Standardabweichung infolge der Überlappung der benutzten Meßreihen. Es ist dabei vorausgesetzt, daß die Werte der beiden Meßreihen normalverteilt sind. Für ihre Mittelwerte wurden jedoch unterschiedliche Standardabweichungen errechnet.

Zum Vergleich sei hier noch die gemessene Dämpfung des H_{01} - Typs im geraden Hohlleiter angegeben, die in der Größenordnung von 1 dB / km liegt. Hier läßt sich der Meßwert mit größerer Sicherheit angeben, nämlich mit $2 \cdot \sigma$, das entspricht $\pm 0,06$ dB/km. Es ist zu beachten, daß der relativ kleine Meßfehler bei der Aussage über den Absolutwert der H_{01} -Wellendämpfung im Hohlleiter nicht aufrecht erhalten werden kann, weil in ihm die systematischen Fehler des Meßaufbaus nicht enthalten sind.

In die Abb. 15a - d ist zum Vergleich mit den Meßdaten der theoretische Verlauf eines auf 80 m gekrümmten Resonators eingetragen worden, dessen Hohlleiter die gleichen Materialeigenschaften aufweisen, wie die im Meßaufbau verwendeten. Verkoppelter Wellentyp sei der H_{12} - Modus.

Die Abweichungen zwischen den gemessenen und berechneten Werten können wie folgt erklärt werden:

1. Es wurde nur mit einem verkoppelten Wellentyp gerechnet. Tatsächlich wird die H_{01} - Wellenenergie in eine Vielzahl parasitärer Moden gestreut, so daß sich die Güte noch stärker vermindert.
2. Die Konversionsverluste, die infolge von Unebenheiten und Kippwinkeln an den Endplatten auftreten, lassen sich nicht mit Sicherheit berechnen. Es werden lediglich Wirbelstromverluste angesetzt, wobei sich die dadurch hervorgerufene Abnahme der Güte proportional zur Wurzel der Leitfähigkeit des verwendeten Materials verhält (vgl. Abschnitt 2.4).
3. Die endliche Breite des Sendespektrums täuscht eine verminderte Resonatorgüte vor.

Abgesehen von Punkt 1 gilt die Voraussetzung, daß die Fehlerinflüsse beim Krümmen der Resonatorachse annähernd konstant bleiben. Diese wurden bei der Berechnung des Dämpfungszuwachses als systematische Fehler bezeichnet, die den ermittelten Wert der Krümmungsdämpfung kaum beeinflussen.

Literatur:

- [1] W.J.Clapham: Measurement of low loss waveguide attenuation at 85 GHz by a resonance method ..
Conference on Trunk Telecommunications by guided waves. London 1970 S. 303
- [2] J.A.Young: Resonant- cavity measurements of circular electric waveguides characteristics.
Proc. IEE Sept. 1959 Vol. 106 B Suppl.13 S. 62
- [3] Karbowskiak,Skeed: Testing of circular waveguides using a resonant cavity method.
Proc. IEE. Sept. 1959 Vol. 106 B Suppl.13 S. 66
- [4] Hamer,Westcott: Measurement of TE_{01} -mode attenuation in Short length of circular waveguide
Proc. IEE Mai 1962 Vol. 109B Suppl.23 S. 814
- [5] Chamberlain: Q-measurement on low loss cavities.
Electr. Engeneering Sept. 1966 S. 579
- [6] Schymura: Beitrag zur Weitverkehrs-Hohlleitertechnik
Frequenz Bd. 20 1966 Nr. 11 S. 377
- [7] H. Brand : Schaltungslehre linearer Mikrowellennetzwerke
Hirzel Verlag Stuttgart 1970
- [8] A. Fiebig : Lineare Signalflußdiagramme
Archiv f. elektrische Übertragung 1961 S.285
- [9] H.E. Rowe, W.D. Warters : Transmission in multimode waveguide with random imperfections
BSTJ No. 41, 1962 S. 1031

- [10] G. Garlichs: Dämpfungskonstanten der Eigenwellen im dielektrisch beschichteten Rundhohlleiter
FTZ 333 Technischer Bericht 25 August 1974
- [11] G. Garlichs: Phasenkonstanten und Schwebungswellenlängen der Eigenwellen im dielektrisch beschichteten Rundhohlleiter
FTZ 333 Technischer Bericht 24 November 1973
- [12] Collin : Grundlagen der Mikrowellentechnik
VEB Verlag Technik Berlin 1973
- [13] G. Garlichs: Koppelkoeffizient der H_{01} -Welle im gekrümmten Rundhohlleiter
Dia. 1160/73-1
- [14] G. Garlichs: Dämpfungsberechnungen an kreisförmig gekrümmten dielektrisch beschichteten Hohlkabeln
FTZ 333 Technischer Bericht 16 November 1972
- [15] H. Richter : Dämpfungsmessungen an Wendelhohlkabeln im Frequenzbereich 30 bis 70 GHz
FTZ 333 Technischer Bericht 17 November 1972
- [16] B. Strebels: Resonanzverfahren zur Wellentypanalyse im Kreishohlleiter
Diss. Fakultät für Elektrotechnik TU Berlin
1966

Verwendete Buchstaben

Lateinische:

\underline{a}_i	komplexe Wellengrößen des Wellentyps i bzw. mn
\underline{a}_{mn}	
a_g	Dämpfungskonstante der Endplatte
c	Koppelkoeffizient
m, n, k, l	ganze Zahlen
d	Schichtdicke des Dielektrikums
Z_0	Wellenwiderstand d. freien Raumes
\underline{Z}_s	Oberflächenwiderstand
z	Längenkoordinate
\underline{A}_{kl}	Streumatrixelemente des gekrümmten Hohlleiters
D	Hohlleiterdurchmesser
$\underline{E}_{01}, \underline{E}_{St}$	Matrixelemente der Einkoppelplatten
L	Resonatorlänge
L_s	Schwebungswellenlänge
Q	Güte
R	Krümmungsradius
$\underline{S}_{01}, \underline{S}_{St}$	Matrixelemente der Auskoppelplatte
\underline{T}_{ges}	Transmission
\underline{W}	Abkürzung nach Glg.10

α_1 }
 α_2 }

Dämpfungsgröße $\left\{ \begin{array}{l} H_{01} - \text{Welle} \\ \text{Störwelle} \end{array} \right\}$ im
geraden, beschichteten Kreishohlleiter

β_1 }
 β_2 }

Phasengröße $\left\{ \begin{array}{l} H_{01} - \text{Welle} \\ \text{Störwelle} \end{array} \right\}$ im
geraden, beschichteten Kreishohlleiter

γ_1 }
 γ_2 }

Ausbreitungsgröße $\left\{ \begin{array}{l} H_{01} - \text{Welle} \\ \text{Störwelle} \end{array} \right\}$

δ

Verlustfaktor des Dielektrikums

$\epsilon = \epsilon_0 \cdot \epsilon_r$

Dielektrizitätskonstanten

λ

Wellenlänge der freien Ausbreitung

σ

Spezifische Leitfähigkeit

ω

Kreisfrequenz

Γ_1 }
 Γ_2 }
 Γ

Verkoppelte Ausbreitungskonstanten

Reflexionsfaktor

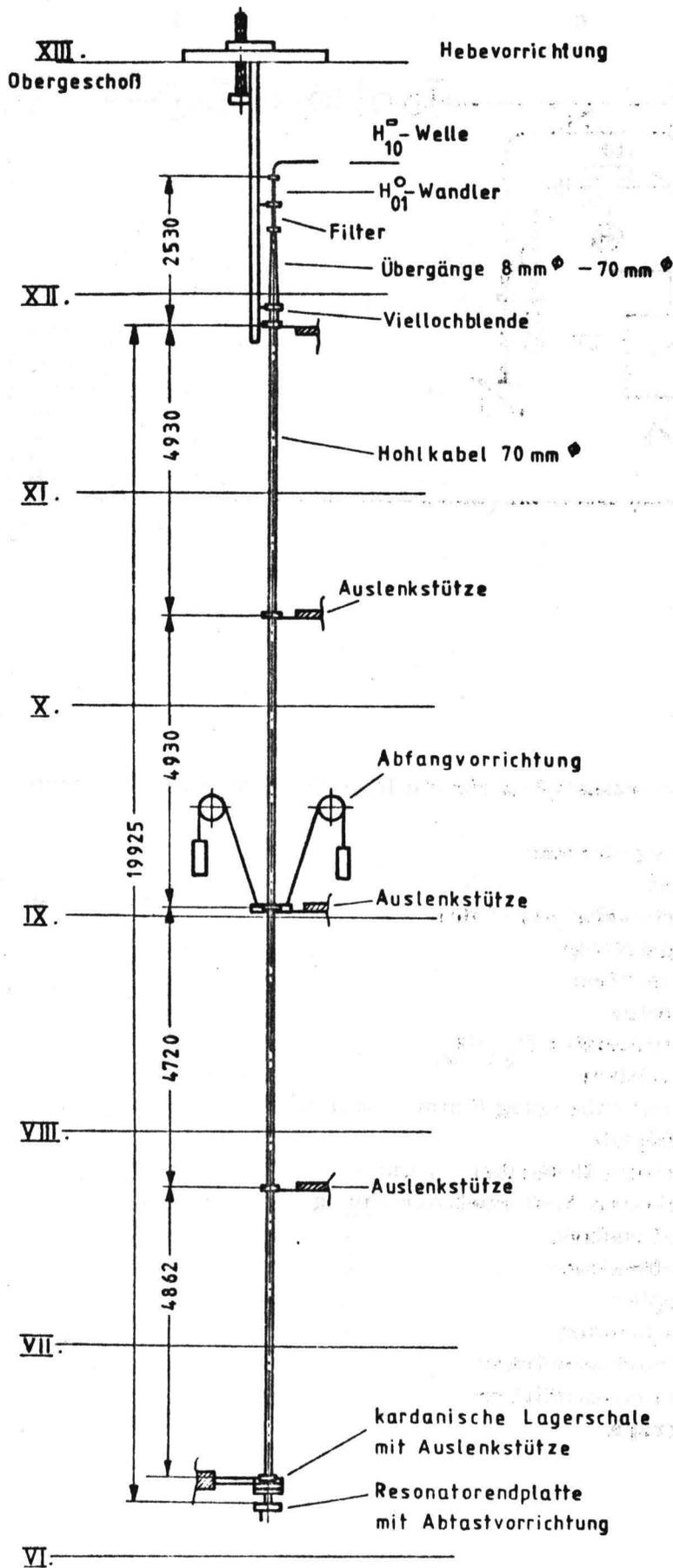


Bild 1: Aufbau des Resonormessplatzes

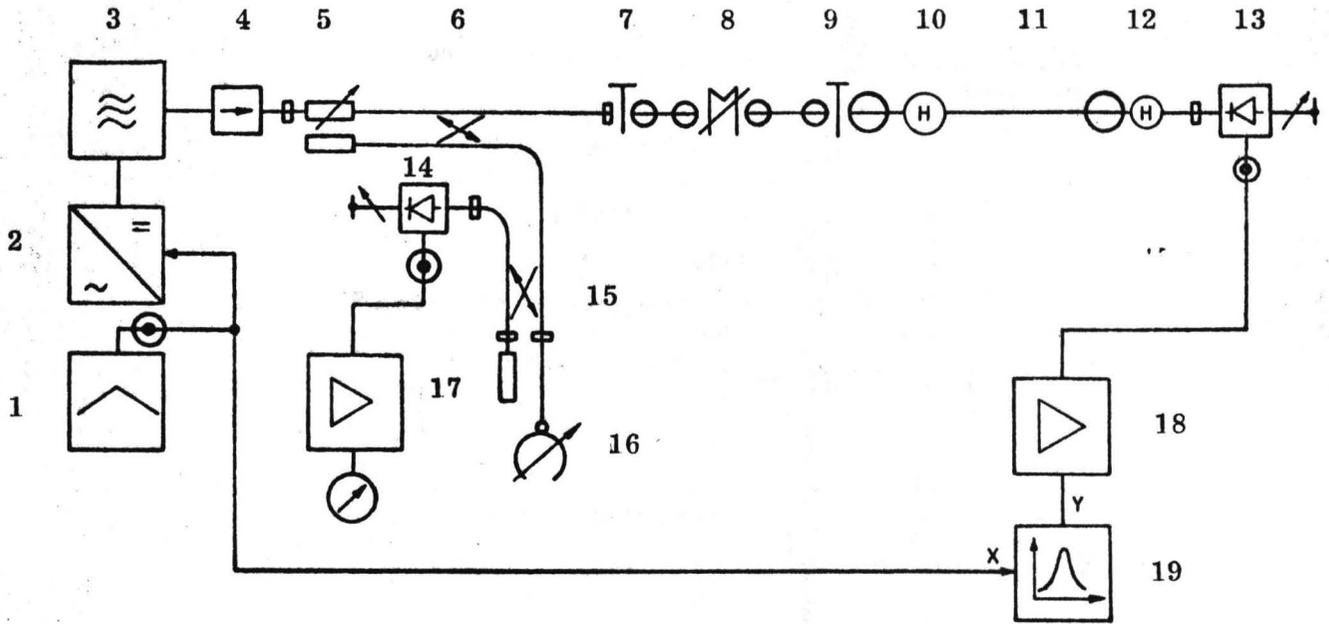
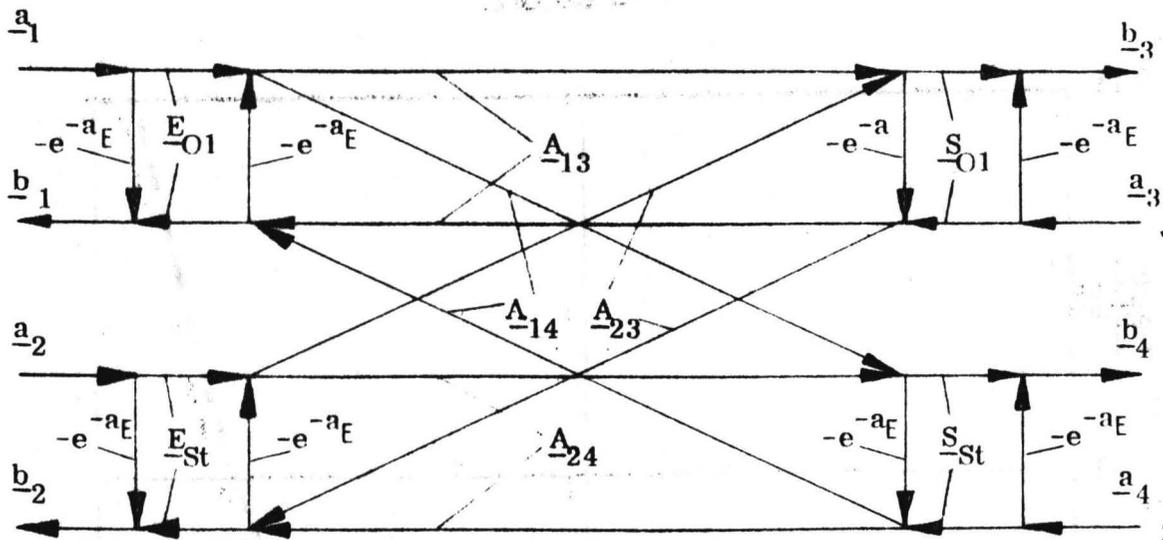


Abb. 2 Resonanzmeßplatz für die H_{01} -Welle im 60 GHz-Bereich

- 1 Funktionsgenerator
- 2 Netzgerät
- 3 Rückwärtswellenoszillator
- 4 Richtungsleitung
- 5 Dämpfungsglied
- 6 Richtkoppler
- 7 Wellentypwandler H_{10} - H_{01}
- 8 Wellentypfilter
- 9 Querschnittsübergang 8 mm - 70 mm
- 10 Viellochblende
- 11 beschichtetes Hohlkabel 70 mm
- 12 verschiebbare Auskoppelvorrichtung
- 13 Mikrowellendiode
- 14 Mikrowellendiode
- 15 Richtkoppler
- 16 Frequenzmesser
- 17 Gleichstromverstärker
- 18 Gleichstromverstärker
- 19 Oszillograph



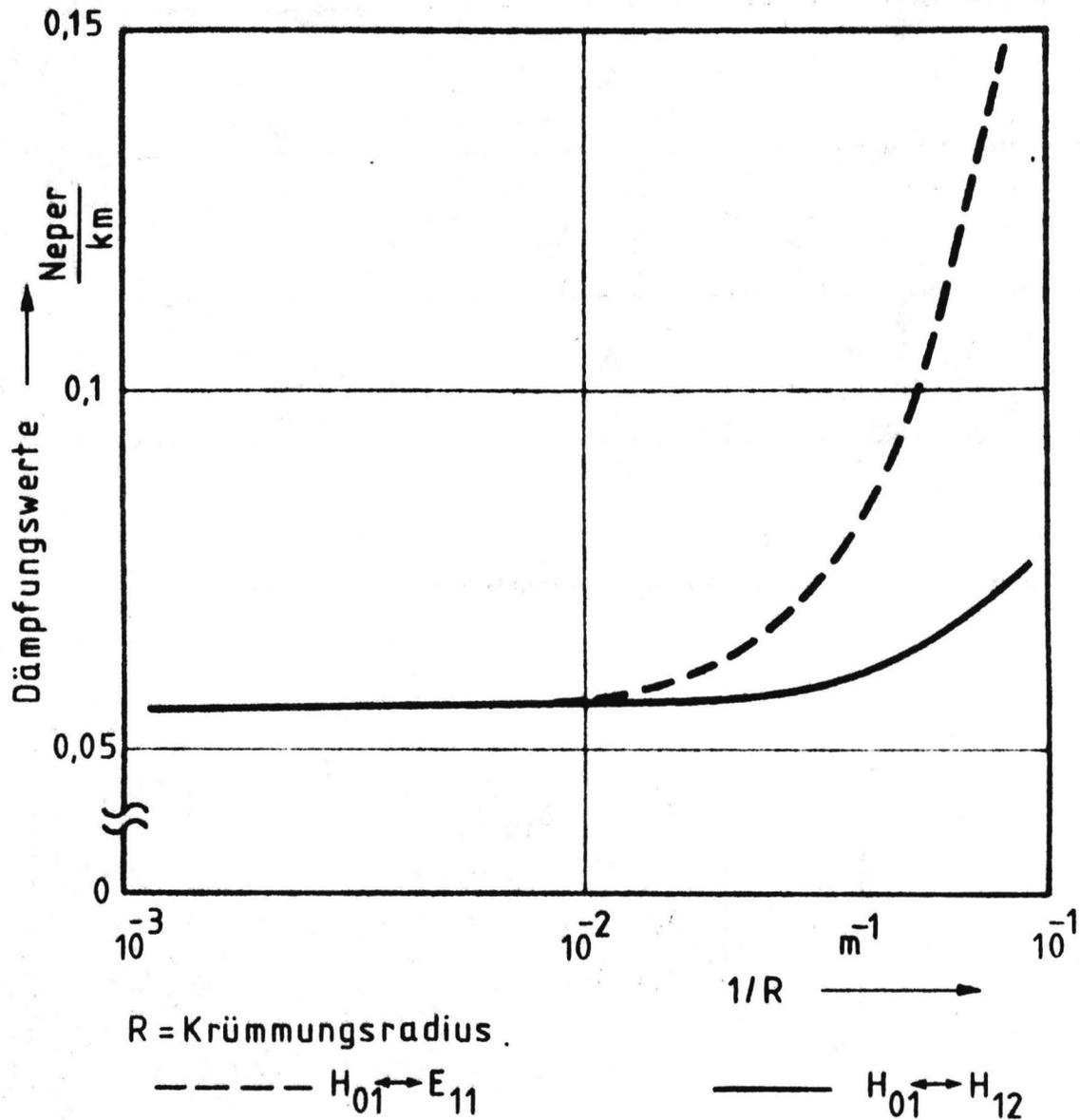
Einkoppelplatte gekrümmter Kreishohlleiter Auskoppelendplatte

$$\begin{bmatrix} e^{-aE} & 0 & E_{O1} & 0 \\ 0 & e^{-aE} & 0 & E_{St} \\ E_{O1} & 0 & e^{-aE} & 0 \\ 0 & E_{St} & 0 & e^{-aE} \end{bmatrix}
 \quad
 \begin{bmatrix} 0 & 0 & A_{13} & A_{14} \\ 0 & 0 & A_{23} & A_{24} \\ A_{13} & A_{23} & 0 & 0 \\ A_{14} & A_{24} & 0 & 0 \end{bmatrix}
 \quad
 \begin{bmatrix} e^{-aE} & 0 & S_{O1} & 0 \\ 0 & e^{-aE} & 0 & S_{St} \\ S_{O1} & 0 & e^{-aE} & 0 \\ 0 & S_{St} & 0 & e^{-aE} \end{bmatrix}$$

Abb. 3: Vereinfachtes Signalflußdiagramm und Streumatrizen eines H_{01} -Wellenresonators mit einem verkoppelten Störwellentyp.

Abb. 4a

$f = 60 \text{ GHz}$



Berechnete Dämpfungswerte der H_{01} - Welle im gleichmäßig gebogenen Hohlleiter, in Abhängigkeit von der Krümmung $1/R$. Die H_{01} - Welle sei infolge der gekrümmten Hohlleiterachse mit der E_{11} - bzw. H_{12} - Welle verkoppelt. Siehe $\text{Re}\{\Gamma_1\}$ in Glg. 8. Frequenz $f = 60 \text{ GHz}$.

Verwendete Hohlleiterdaten :

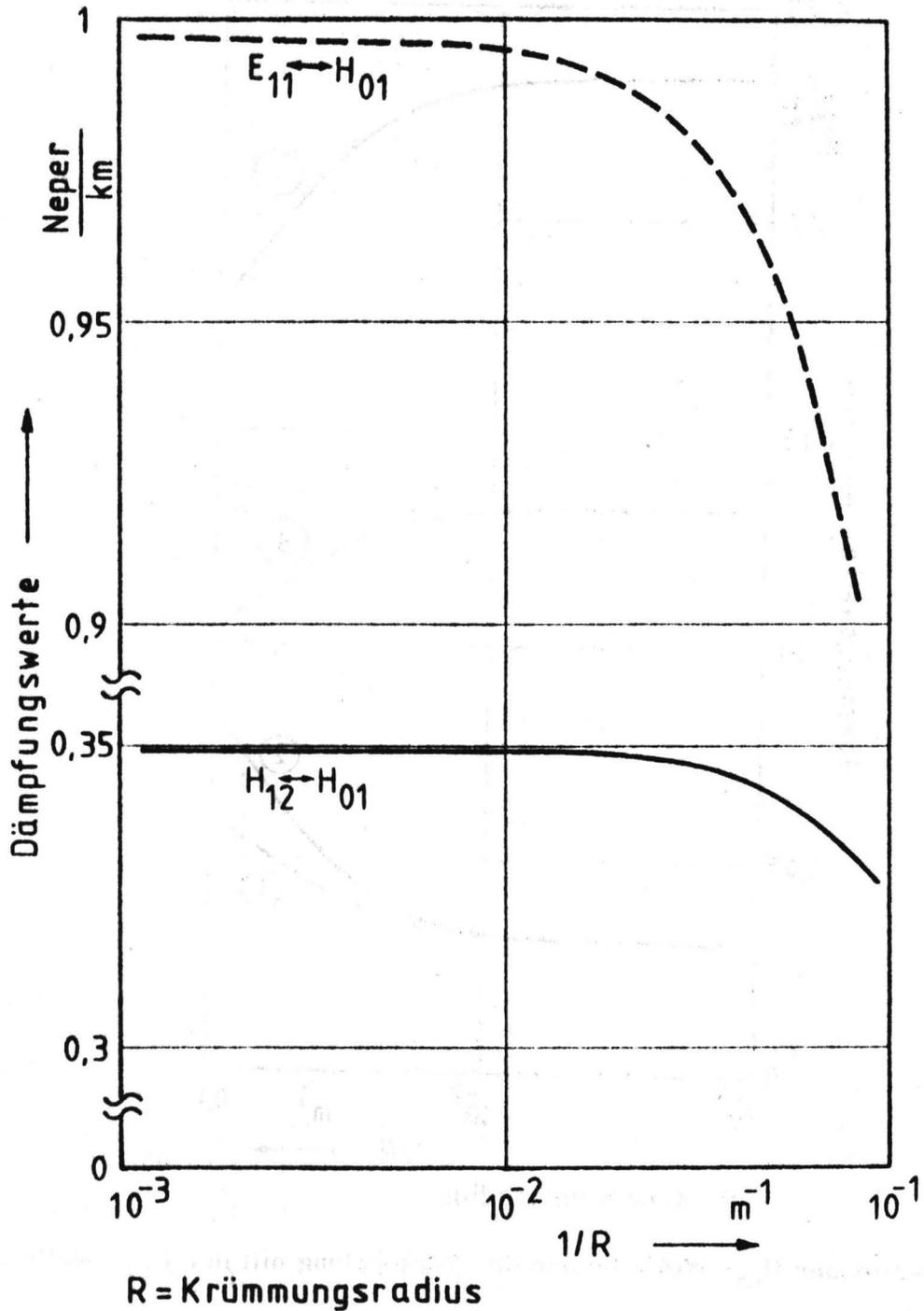
Hohlleiterdurchmesser $d = 70 \text{ mm}$; Leitfähigkeit $\sigma = 3 \cdot 10^5 \text{ S/cm}$

Schichtdicke $s = 0,2 \text{ mm}$; Verlustfaktor $\tan \delta = 2 \cdot 10^{-4}$

rel. Dielektrizitätskonst. $\epsilon' = 2,28$

Abb.4b

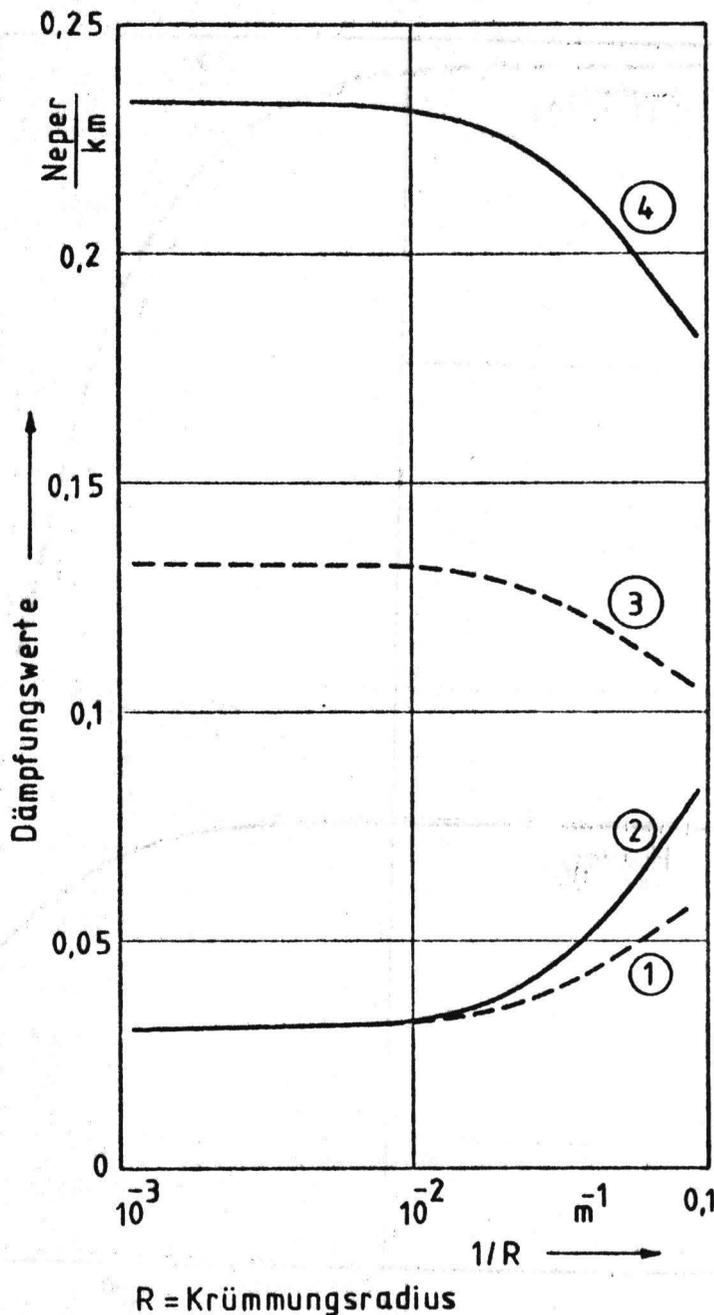
$f = 60 \text{ GHz}$



Berechnete Dämpfungswerte der E_{11} - bzw. H_{12} - Welle im gleichmäßig gebogenen Hohlleiter, bei Verkopplung mit der H_{01} - Welle, in Abhängigkeit von der Krümmung $1/R$. Die Wellen seien infolge der gekrümmten Hohlleiterachse verkopelt. Siehe dazu $\text{Re} \{ \Gamma_2 \}$ in Gleichung 9. Frequenz $f = 60 \text{ GHz}$. Verwendete Hohlleiterdaten siehe Abb. 4a.

Abb. 4c

f = 100 GHz



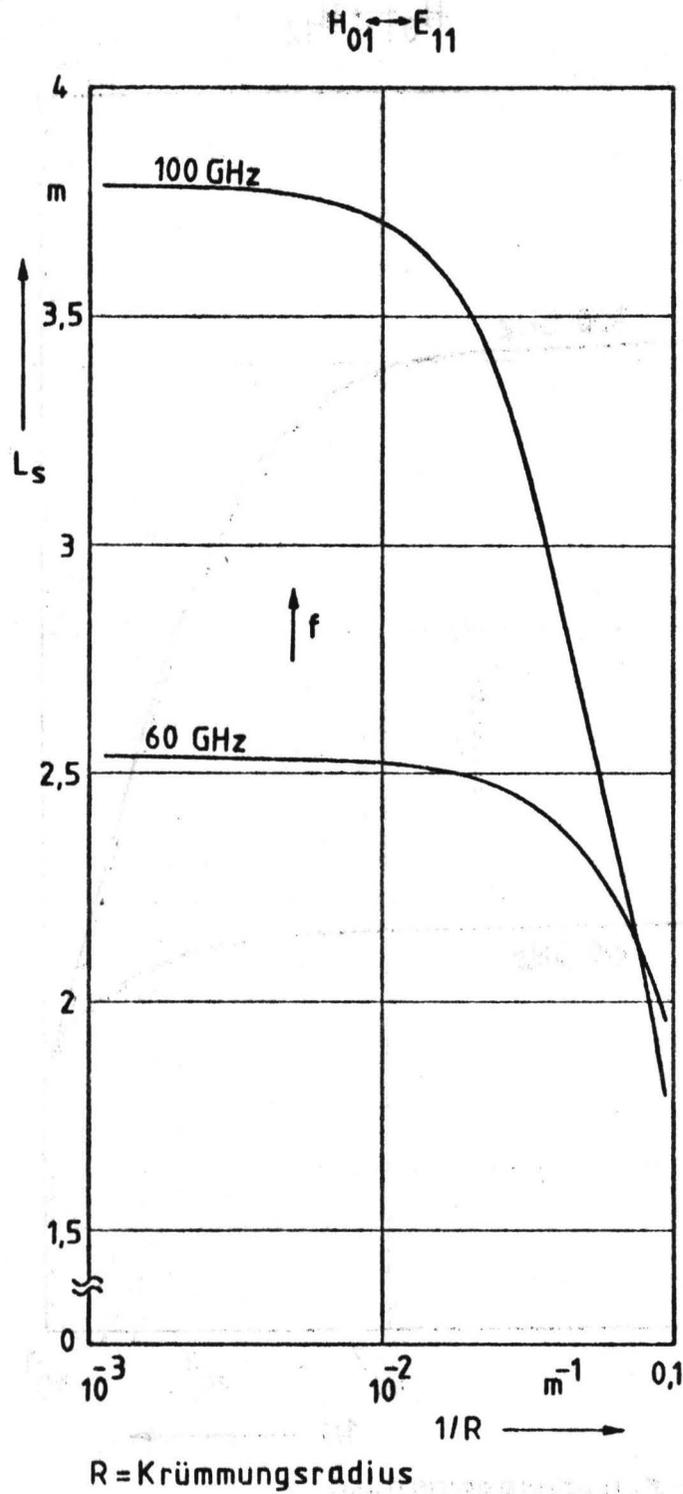
- ① Dämpfungsmaß der H_{01} -Welle infolge der Verkopplung mit der E_{11} -Welle.
- ② Dämpfungsmaß der H_{01} -Welle infolge der Verkopplung mit der H_{12} -Welle.
- ③ Dämpfungsmaß der E_{11} -Welle infolge der Verkopplung mit der H_{01} -Welle.
- ④ Dämpfungsmaß der H_{12} -Welle infolge der Verkopplung mit der H_{01} -Welle.

Berechnete Dämpfungswerte der Wellentypen bei 100 GHz, im gleichmäßig gebogenen Hohlleiter, in Abhängigkeit von der Krümmung $1/R$. Die Wellentypen seien infolge der gekrümmten Hohlleiterachse miteinander verkopplert.

Siehe dazu $\text{Re}\{\underline{\Gamma}_1\}$ in Glg. 8 bzw. $\text{Re}\{\underline{\Gamma}_2\}$ in Glg. 9.

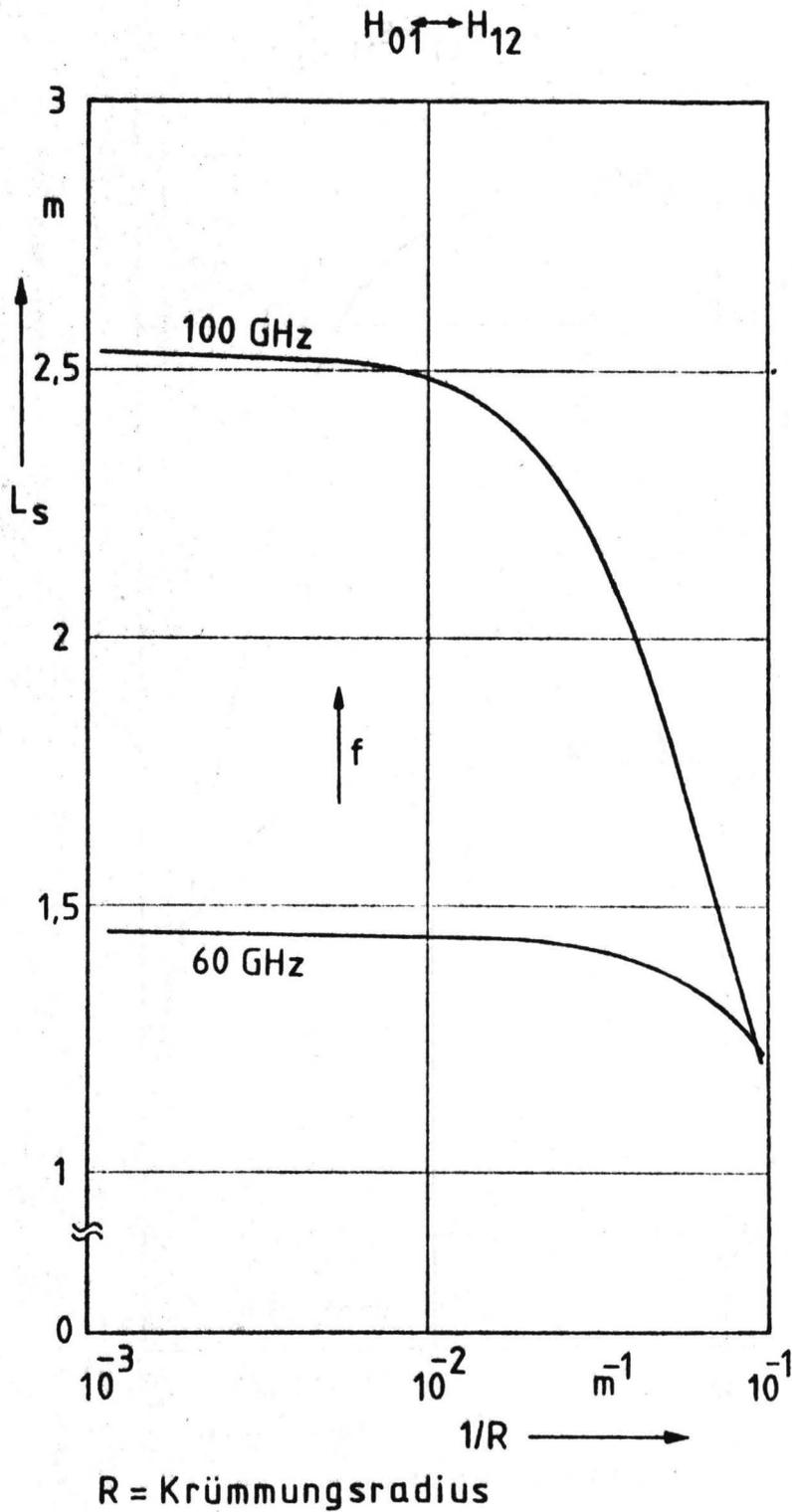
Verwendete Hohlleiterdaten siehe Abb. 4a.

Abb. 5a



Berechneter Betrag der Schwebungswellenlänge L_s zwischen der H_{01} - und der E_{11} - Welle, im gleichmäßig gebogenen Hohlleiter, in Abhängigkeit von der Krümmung $1/R$. Verwendete Hohlleiterdaten siehe Abb. 4a.

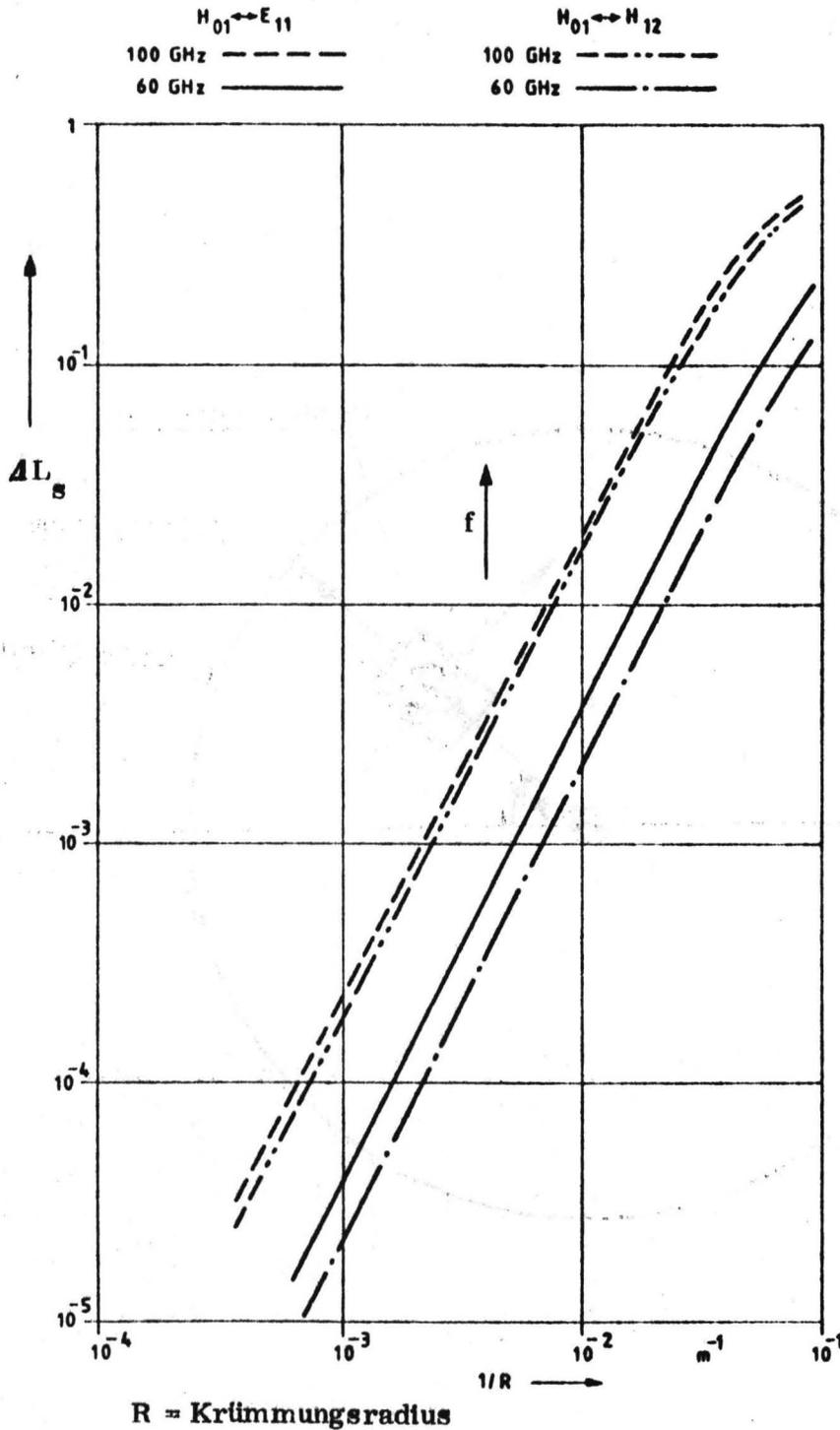
Abb. 5b



Berechnete Schwebungswellenlänge L_s zwischen der H_{01} - und der H_{12} - Welle, im gleichmäßig gebogenen Hohlleiter, in Abhängigkeit von der Krümmung $1/R$.

Verwendete Hohlleiterdaten siehe Abb. 4a.

Abb. 6



Berechnete Änderung der Schwebungswellenlänge ΔL_s , zwischen der H_{01} - Welle und dem E_{11} - bzw. H_{12} - Wellentyp, in Abhängigkeit von der Krümmung $1/R$ eines gleichmäßig gebogenen Hohlleiters.

$$\Delta L_s = \frac{L_{s(\text{ger.})} - L_{s(\text{kr.})}}{L_{s(\text{ger.})}}$$

Die Werte sind auf die Schwebungswellenlänge des geraden Hohlleiters bezogen.

Parameter ist die Frequenz f ; verwendete Hohlleiterdaten siehe Abb. 4a.

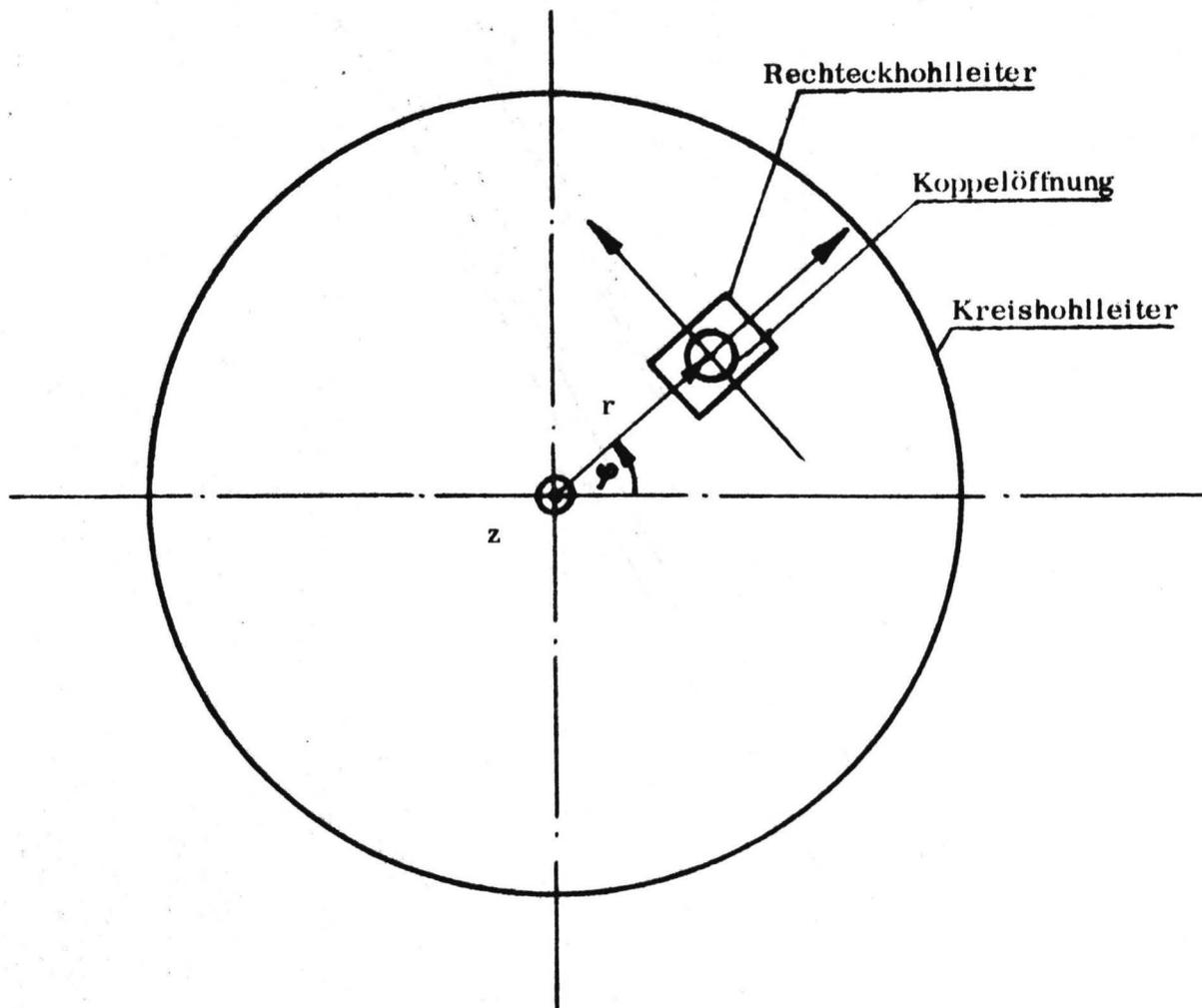
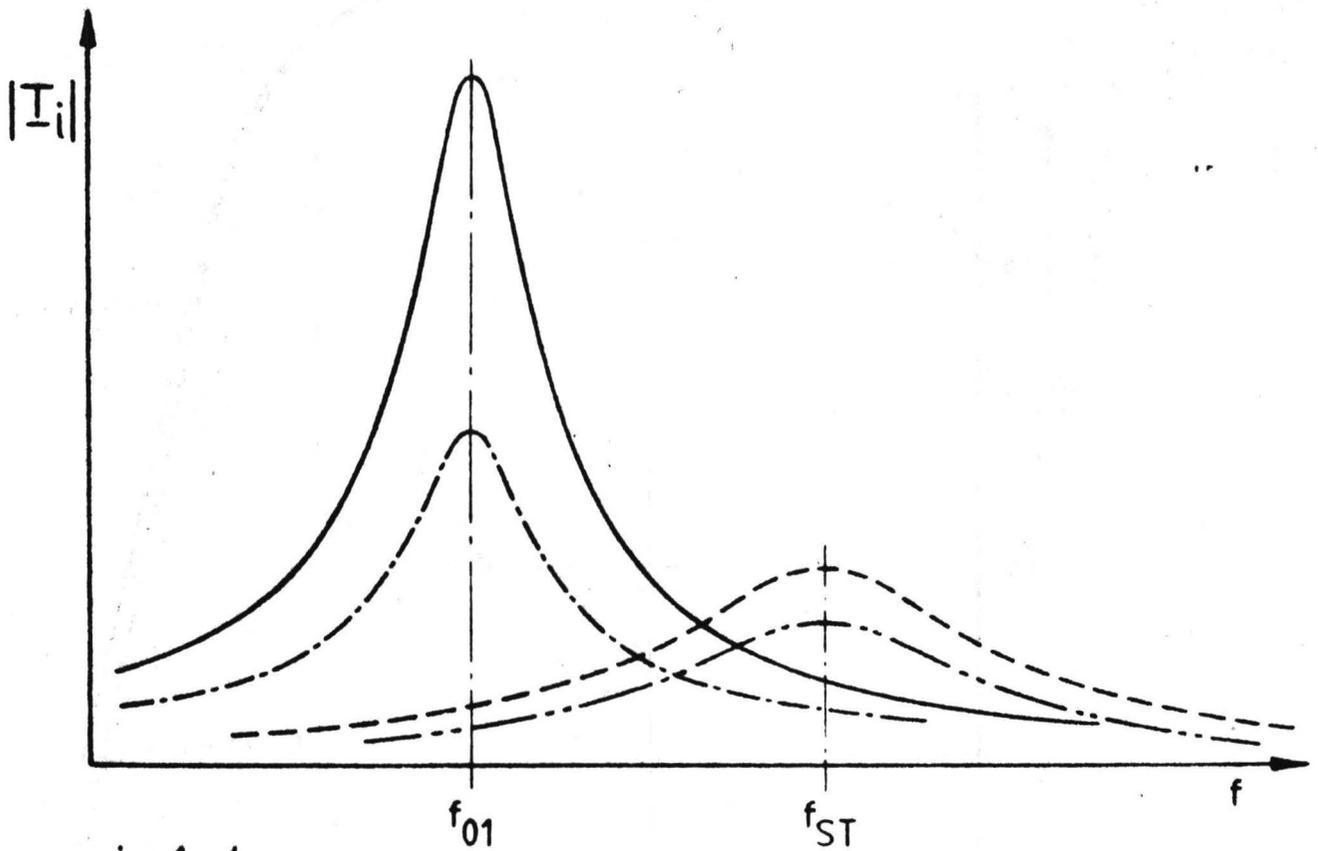


Abb. 7

Abtastvorrichtung zur Auskopplung der magnetischen Radialfeldstärke

Abb. 8



$i = 1 + 4$

- | | | |
|-----------|---------|---|
| ————— | $ I_1 $ | } Anteile mit Feldstärkeverteilung der H_{01} - Welle |
| - - - - - | $ I_2 $ | |
| - · - · - | $ I_3 $ | } Anteile mit Feldstärkeverteilung einer Störwelle |
| - - - - - | $ I_4 $ | |

f_{01} } Resonanzfrequenz der H_{01} - Welle
 f_{ST} } Störwelle

Beträge der Transmissionsanteile eines gleichmäßig gekrümmten H_{01} - Wellenresonators in der Umgebung einer Resonanzfrequenz .

Siehe dazu Gleichung 18 .

$H_{01} \leftrightarrow E_{11}$

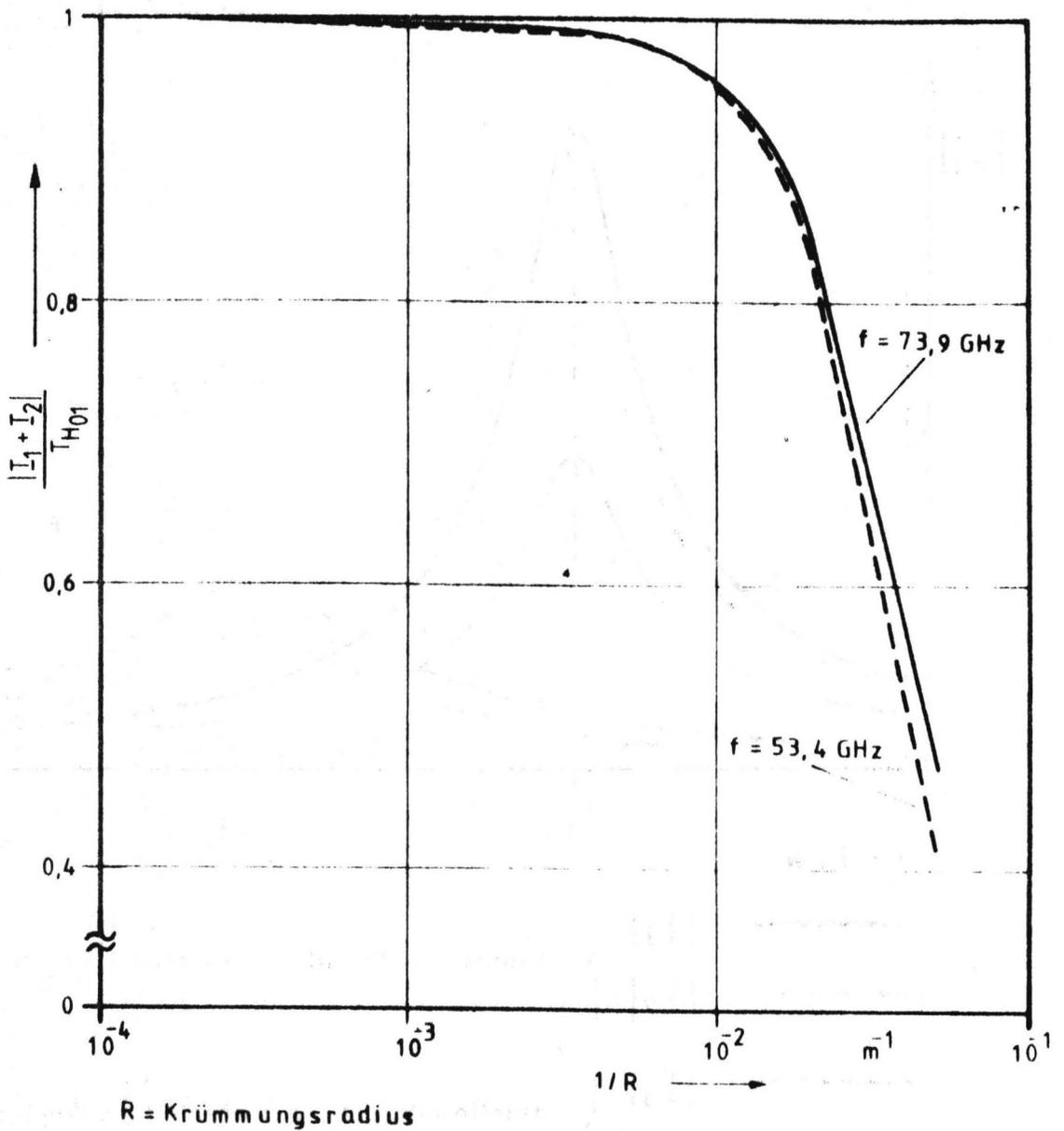


Abb. 9a

Berechneter Transmissionsanteil mit der Feldstärkeverteilung der H_{01} -Welle im gleichmäßig gebogenen Resonator.

Die Werte sind auf die Transmission eines geraden H_{01} -Wellenresonators bezogen. Dieser, jeweils bei Resonanz der H_{01} -Welle gebildete Quotient, ist in Abhängigkeit von der Krümmung $1/R$ dargestellt.

Infolge der gekrümmten Resonatorachse sei die H_{01} - mit der E_{11} -Welle verkoppelt.

Parameter ist die Frequenz f

Resonatorlänge $L = 20,2$ m; Hohlleiterdaten siehe Abb. 4a.

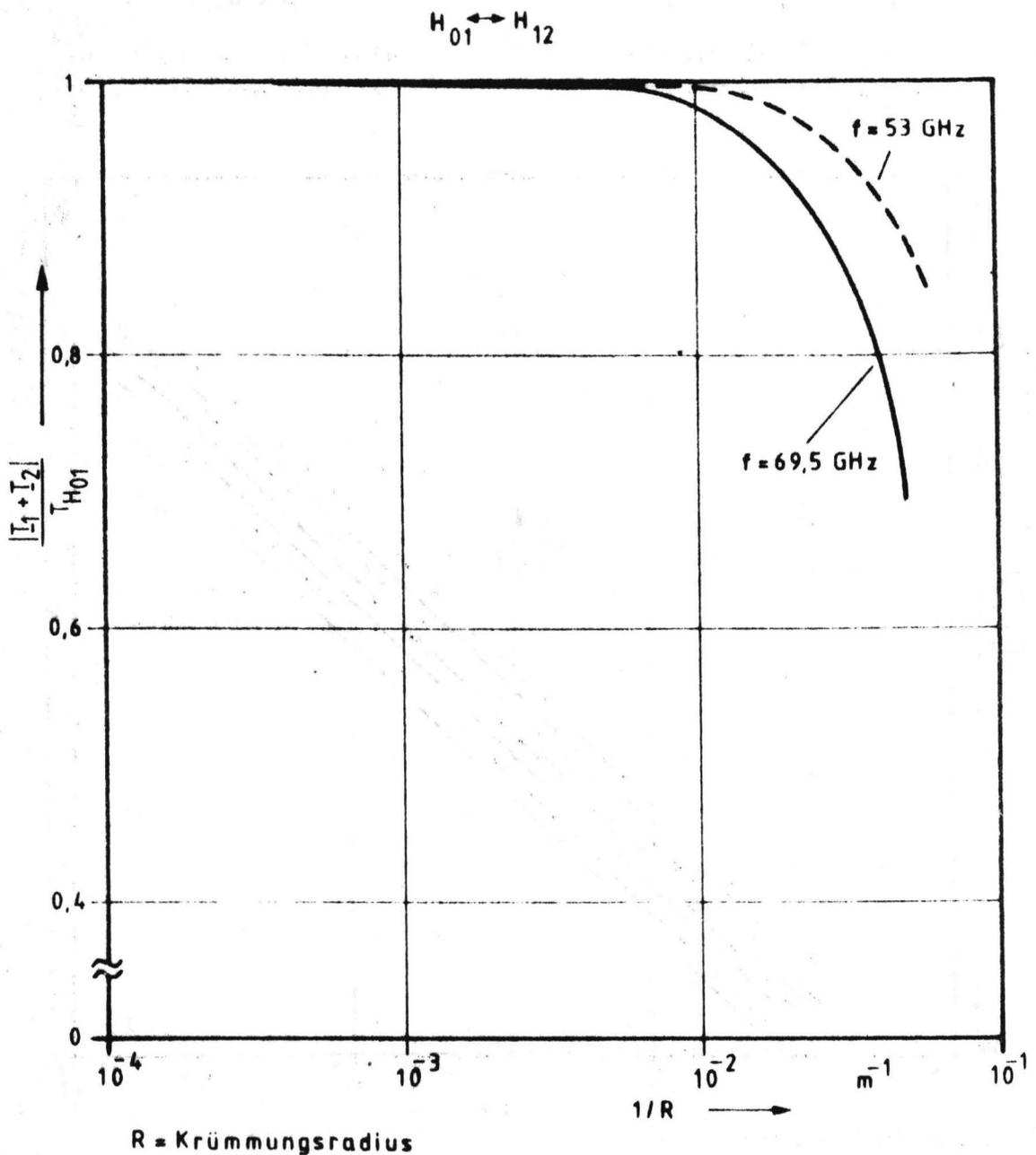


Abb.9b

Berechneter Transmissionsanteil mit der Feldstärkeverteilung der H_{01} - Welle im gleichmäßig gebogenen Resonator.

Die Werte sind auf die Transmission eines geraden H_{01} -Wellenresonators bezogen. Dieser jeweils bei Resonanz der H_{01} - Welle gebildete Quotient, ist in Abhängigkeit von der Krümmung $1/R$ dargestellt. Infolge der gekrümmten Resonatorachse sei die H_{01} - mit der H_{12} - Welle verkoppelt.

Parameter ist die Frequenz f

Resonatorlänge $L = 20.2 \text{ m}$

Verwendete Hohlleiterdaten siehe Abb.4a.

$H_{01} \leftrightarrow E_{11}$
 73,9 GHz ———
 53,4 GHz ———

$H_{01} \leftrightarrow H_{12}$
 69,5 GHz - - - - -
 53 GHz — · — · —

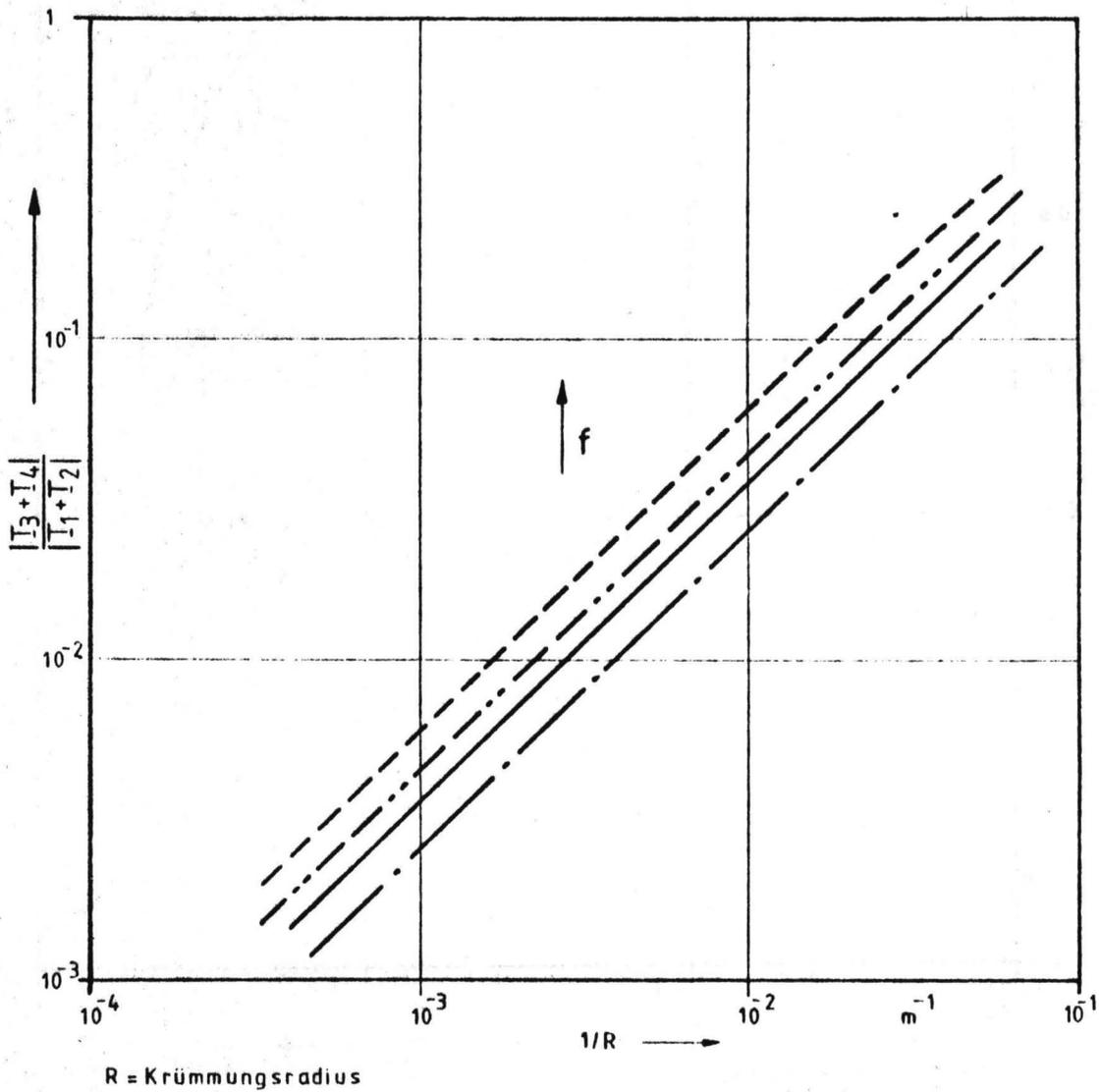


Abb.10

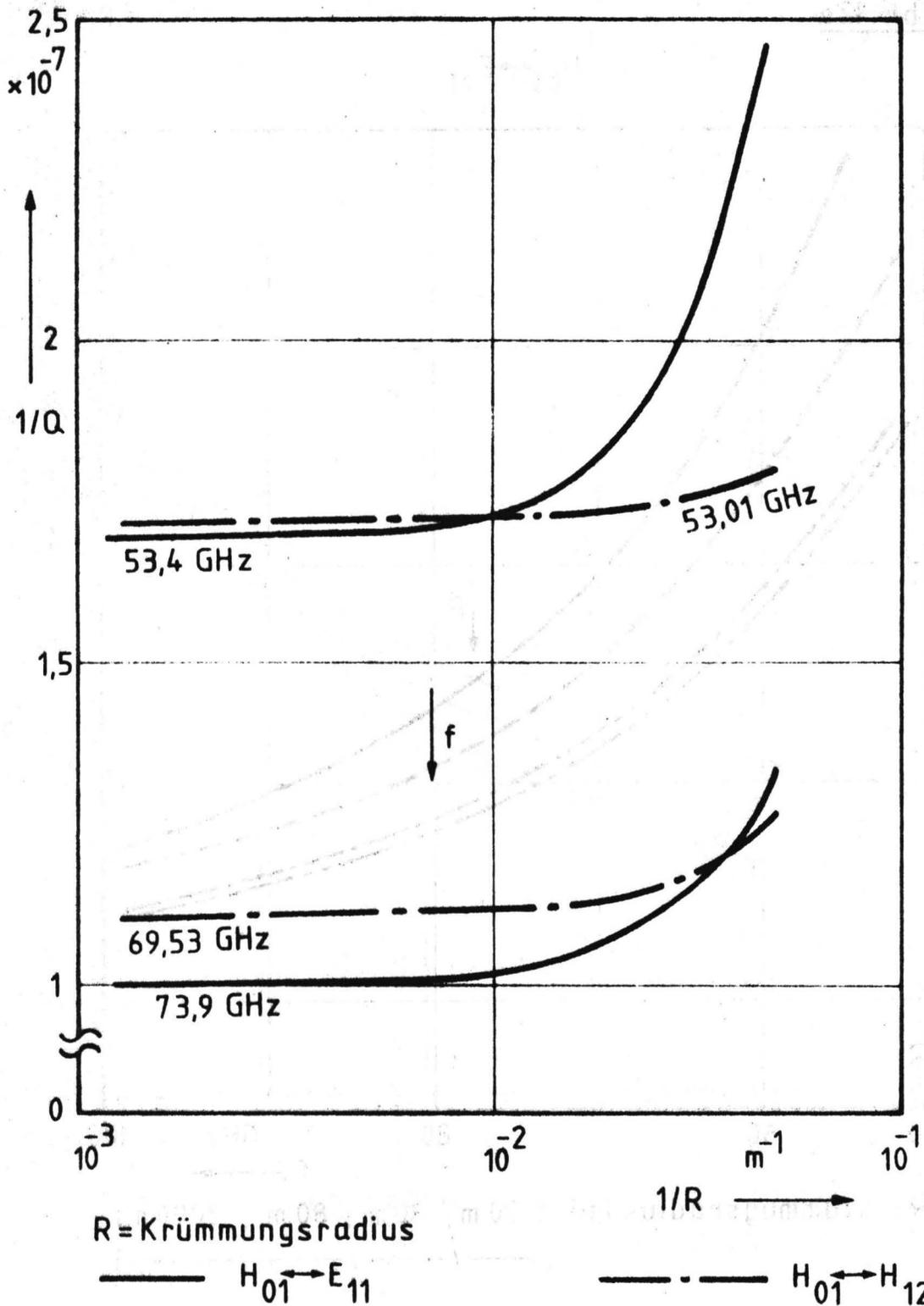
Verhältnis der Transmissionsanteile eines gleichmäßig gebogenen H_{01} -Wellenresonators, in Abhängigkeit von der Krümmung $1/R$, bei Resonanz der H_{01} -Welle.

Dargestellt ist der angeregte Störwellenanteil der Transmission, bezogen auf den Anteil mit der Feldstärkeverteilung der H_{01} -Welle.

Die H_{01} -Welle sei entweder mit dem E_{11} - oder mit dem H_{12} -Modus verkoppelt.

Resonatorlänge $L = 20,2$ m Verwendete Hohlleiterdaten siehe Abb.4a

Abb.11



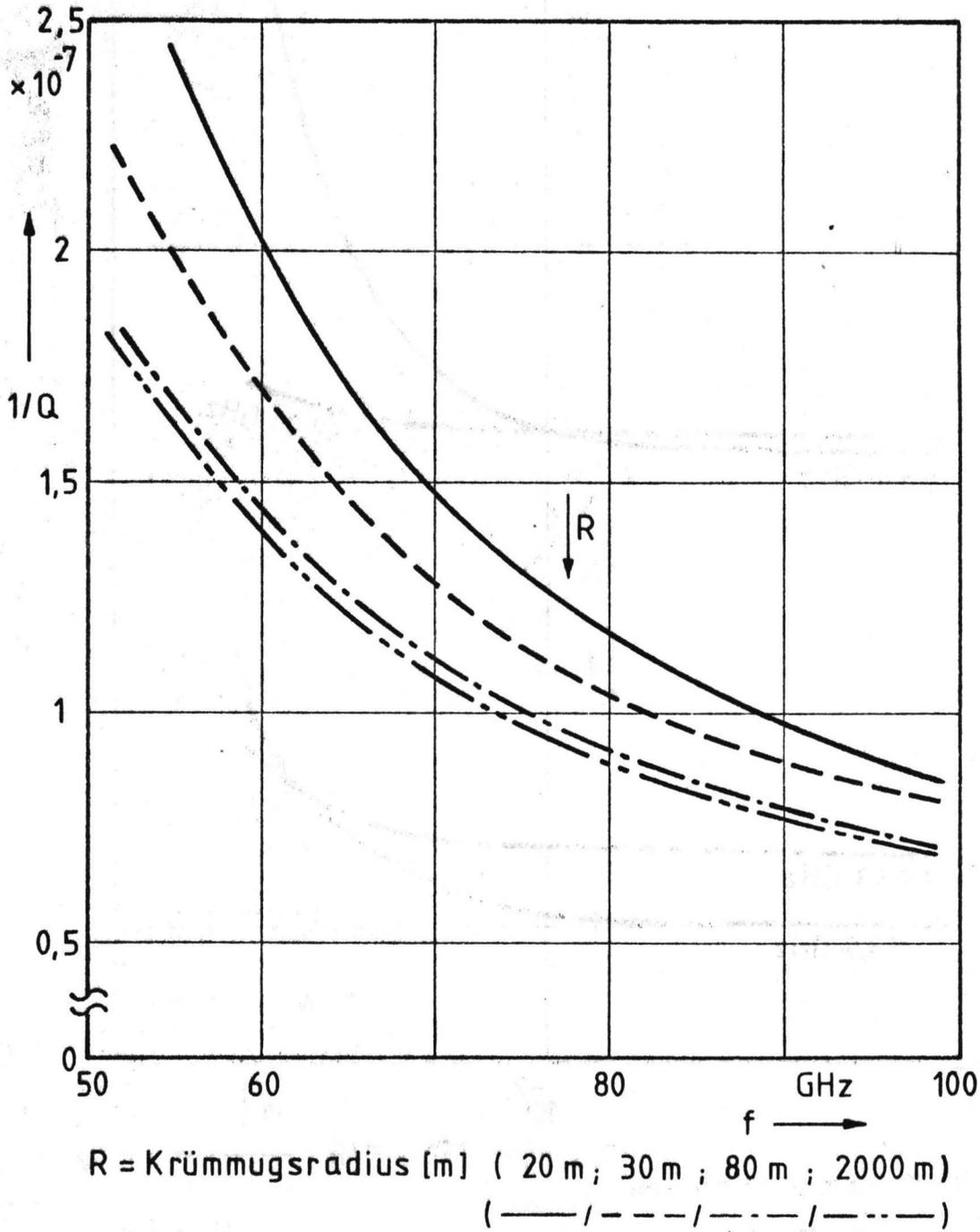
Berechnete reziproke Güte eines H_{01} - Wellenresonators in Abhängigkeit von der Krümmung $1/R$. Die Verkopplung der H_{01} - mit der E_{11} - bzw. H_{12} - Welle sei bedingt durch die gleichmäßig gekrümmte Resonatorachse.

Resonatorlänge $L = 20,2$ m

Verwendete Hohlleiterdaten siehe Abb. 4a.

Abb.12a

$H_{01} \leftrightarrow E_{11}$



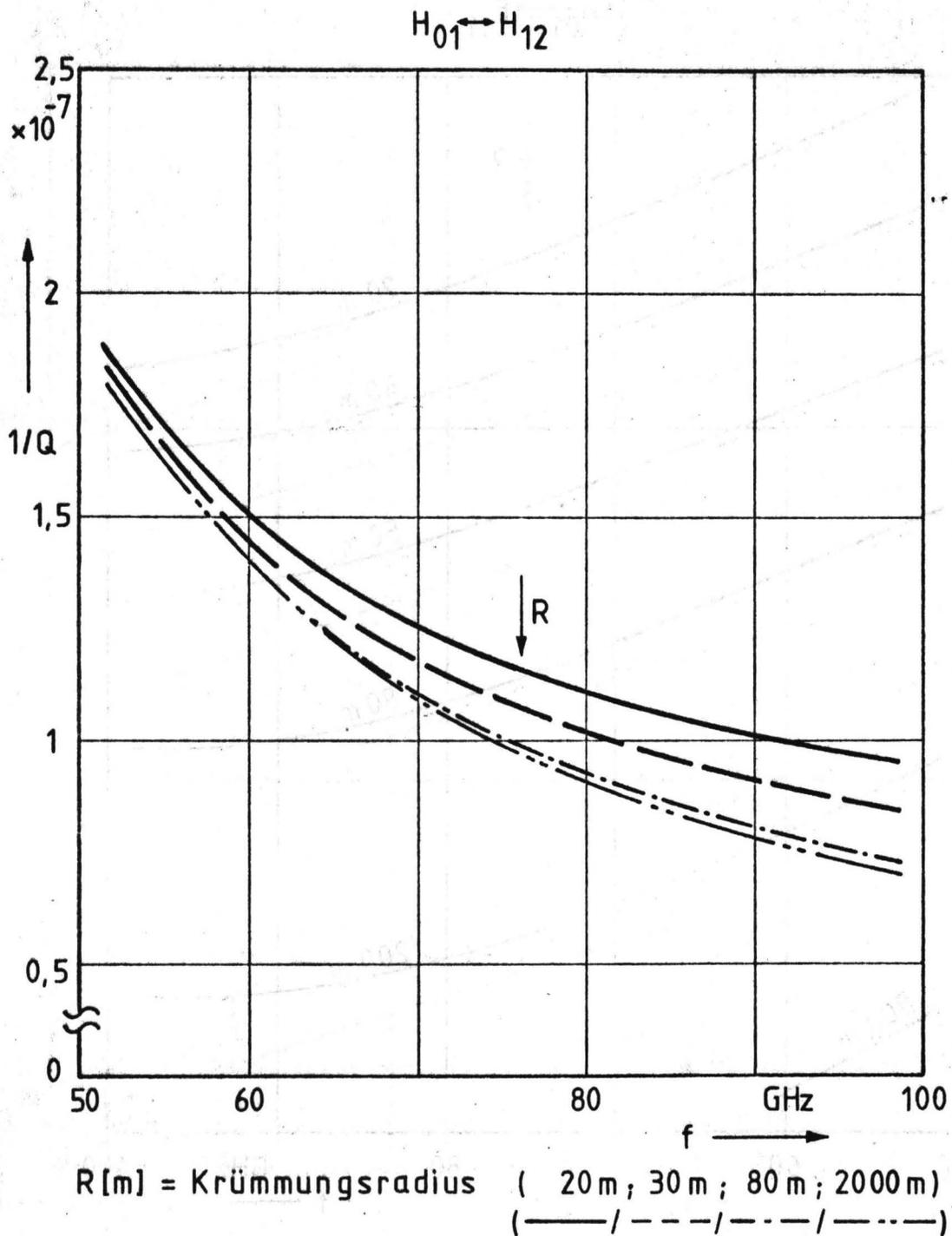
Berechnete reziproke Güte eines H_{01} -Wellenresonators in Abhängigkeit von der Frequenz f .

Infolge der gekrümmten Resonatorachse sei die H_{01} - mit der E_{11} -Welle verkoppelt.

Resonatorlänge $L = 20,2 \text{ m}$.

Verwendete Hohlleiterdaten siehe Abb.4a.

Abb. 12b



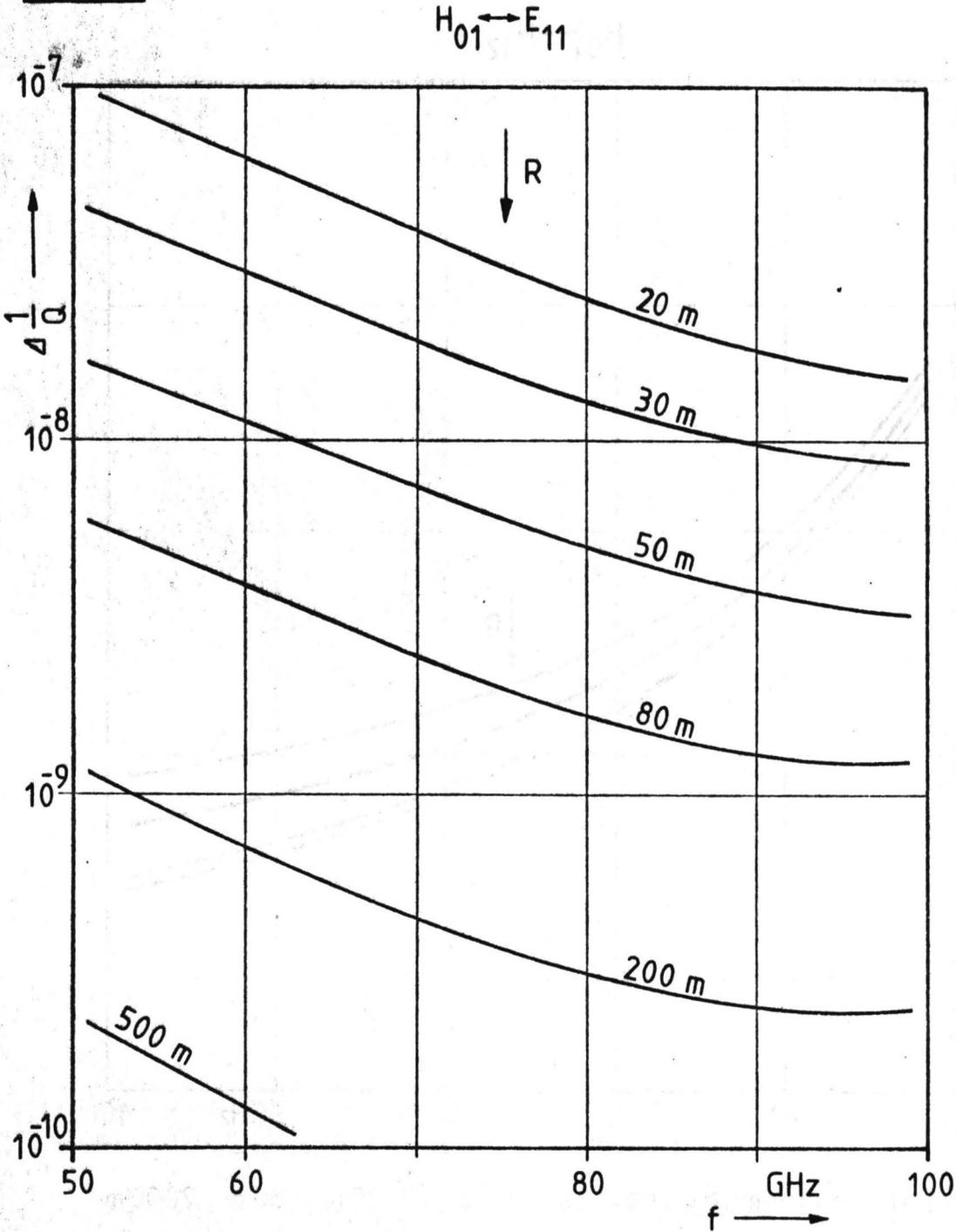
Berechnete reziproke Güte eines H_{01} -Wellenresonators in Abhängigkeit von der Frequenz f .

Infolge der gekrümmten Resonatorachse sei die H_{01} - mit der H_{12} - Welle verkoppelt.

Resonatorlänge $L = 20,2\text{ m}$

Verwendete Hohlleiterdaten siehe Abb. 4a.

Abb. 13a



Parameter R = Krümmungsradius des Resonators

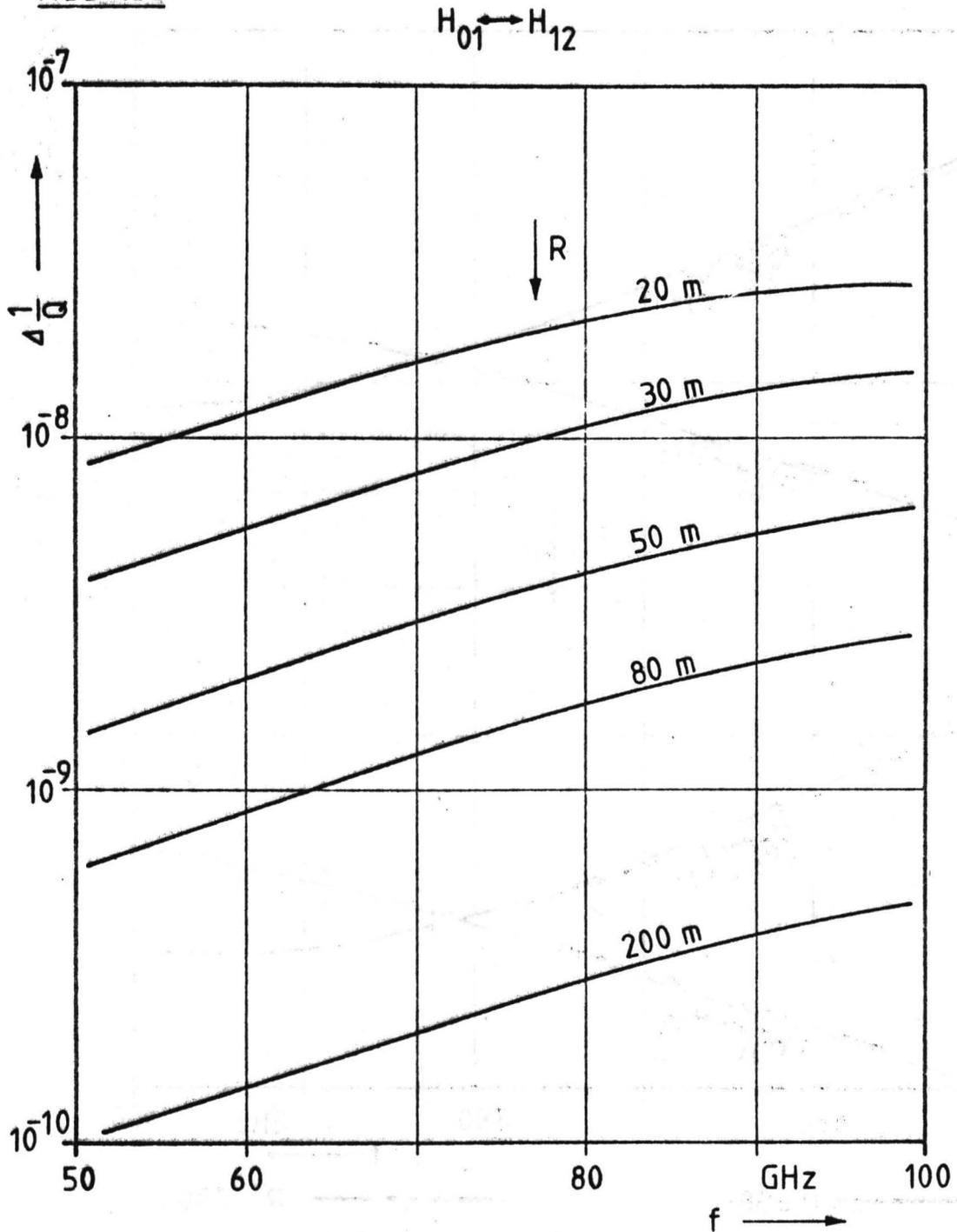
Berechnete Änderung der reziproken Güte eines H_{01} -Wellenresonators in Abhängigkeit von der Frequenz f .

Infolge der gekrümmten Resonatorachse sei die H_{01} -Welle mit der E_{11} -Welle verkoppelt.

Resonatorlänge $L = 20,2$ m

Verwendete Hohlleiterdaten siehe Abb. 4a.

Abb. 13b



Parameter R = Krümmungsradius des Resonators

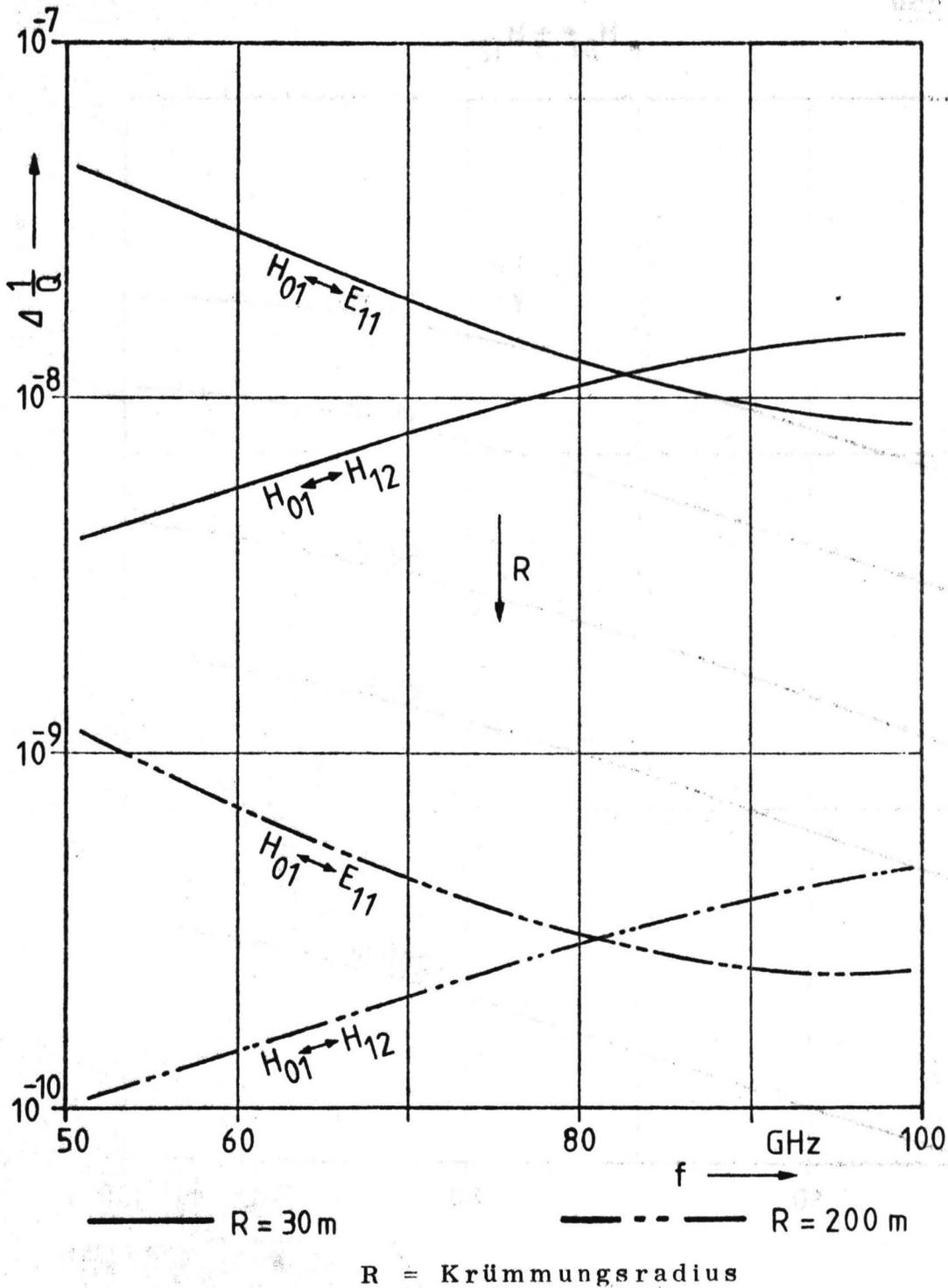
Berechnete Änderung der reziproken Güte eines H_{01} -Wellenresonators in Abhängigkeit von der Frequenz f .

Infolge der gekrümmten Resonatorachse sei die H_{01} - mit der H_{12} -Welle verkoppelt.

Resonatorlänge $L = 20,2$ m

Verwendete Hohlleiterdaten siehe Abb. 4a.

Abb.13c



Berechnete Änderung der reziproken Güte eines H_{01} -Wellenresonators in Abhängigkeit von der Frequenz f .

Infolge der gekrümmten Resonatorachse sei die H_{01} -Welle mit der E_{11} - bzw. H_{12} -Welle verkoppelt.

Parameter ist der Krümmungsradius.

Resonatorlänge $L = 20,2$ m

Verwendete Hohlleiterdaten siehe Abb.4a.

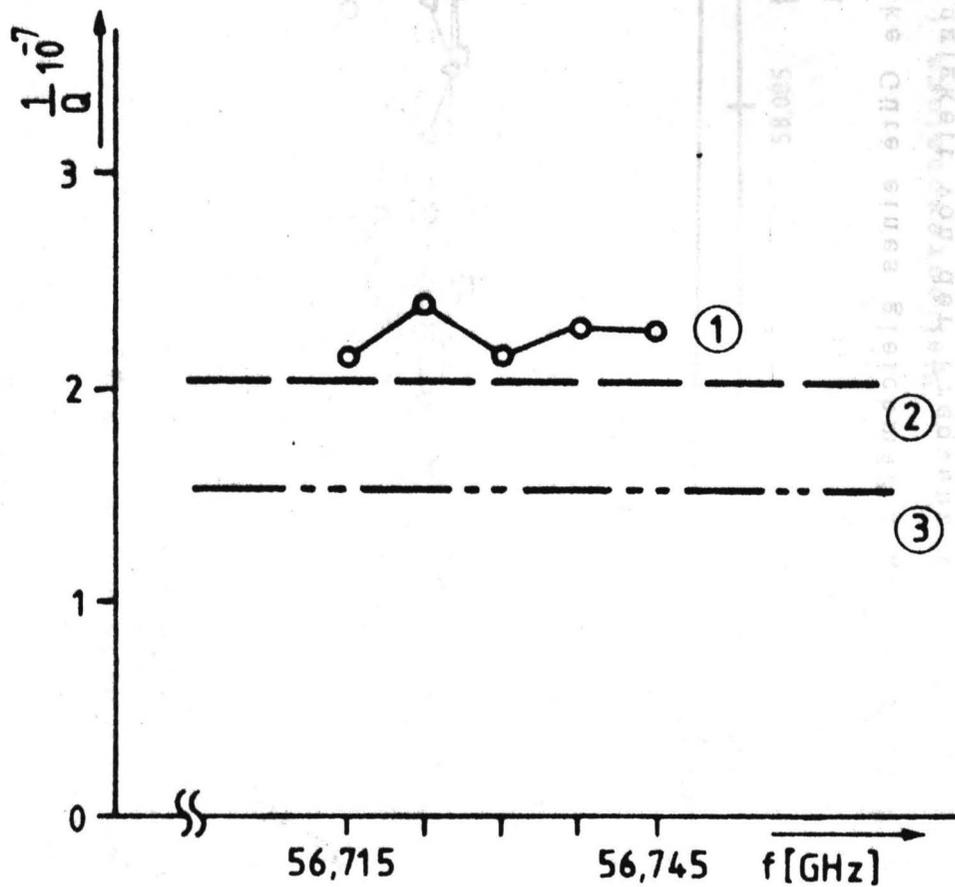


Abb. 14

Reziproke Güte eines H_{01} - Wellenresonators im Frequenzbereich

56.715 bis 56.745 GHz .

Kurve 1 : Meßwerte

Kurve 2 : berechneter Verlauf , d.h. theoretische Dämpfung des Hohlkabels nach [10] , [11] , [13] . Endplattendämpfung durch Messung bestimmt.

Kurve 3 : berechneter Verlauf , d.h. theoretische Dämpfung des Hohlkabels nach [10] , [11] , [13] .

Annahme : Endplattendämpfung durch reine Wirbelstromverluste verursacht .

Resonatorlänge $L = 20,2$ m ; Hohlleiterdaten siehe Abb .4a .

Parameter: Krümmungsradius R der Hohlleiterachse

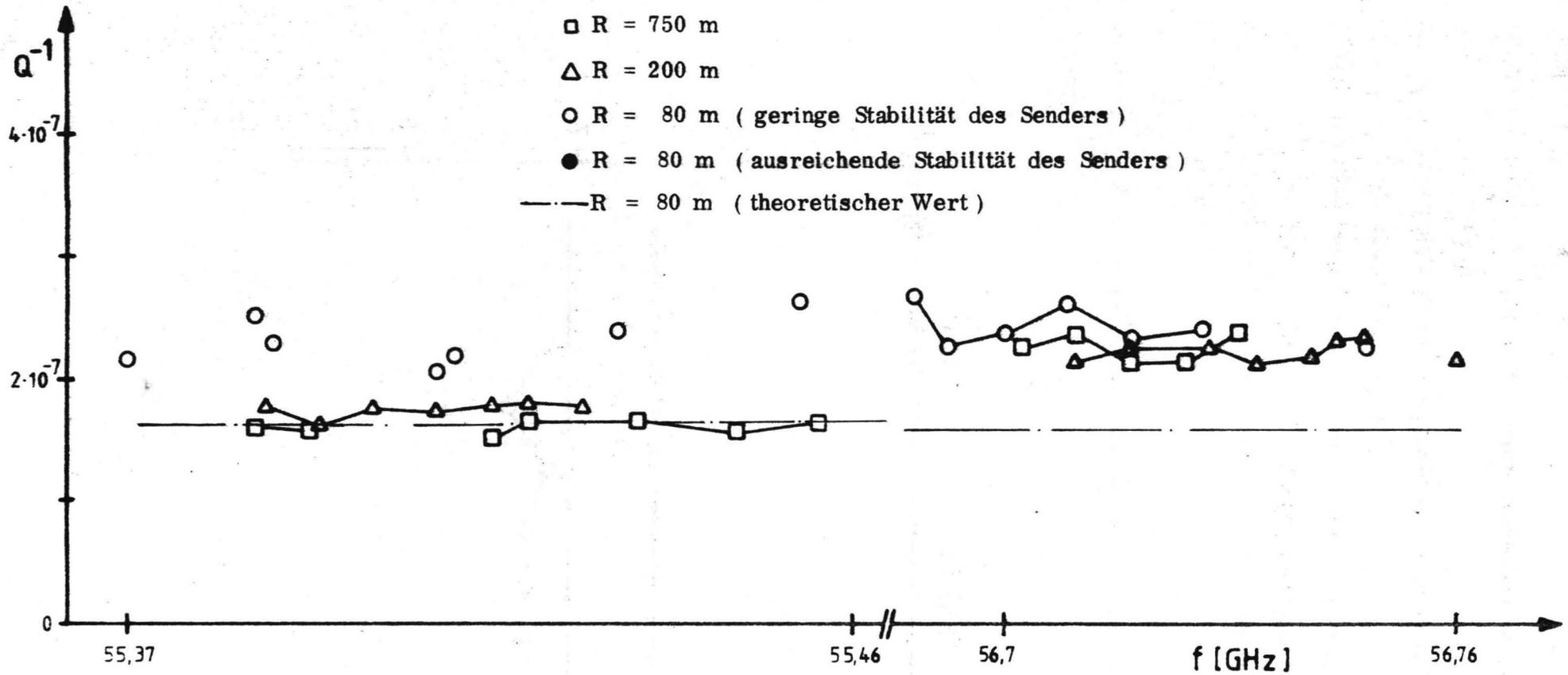


Abb .15a

Reziproke Güte eines gleichmäßig gekrümmten H_{01} - Wellenresonators ($L = 20,24$ m) in Abhängigkeit von der Frequenz f .

Hohlleiterdaten siehe Abb .4a .

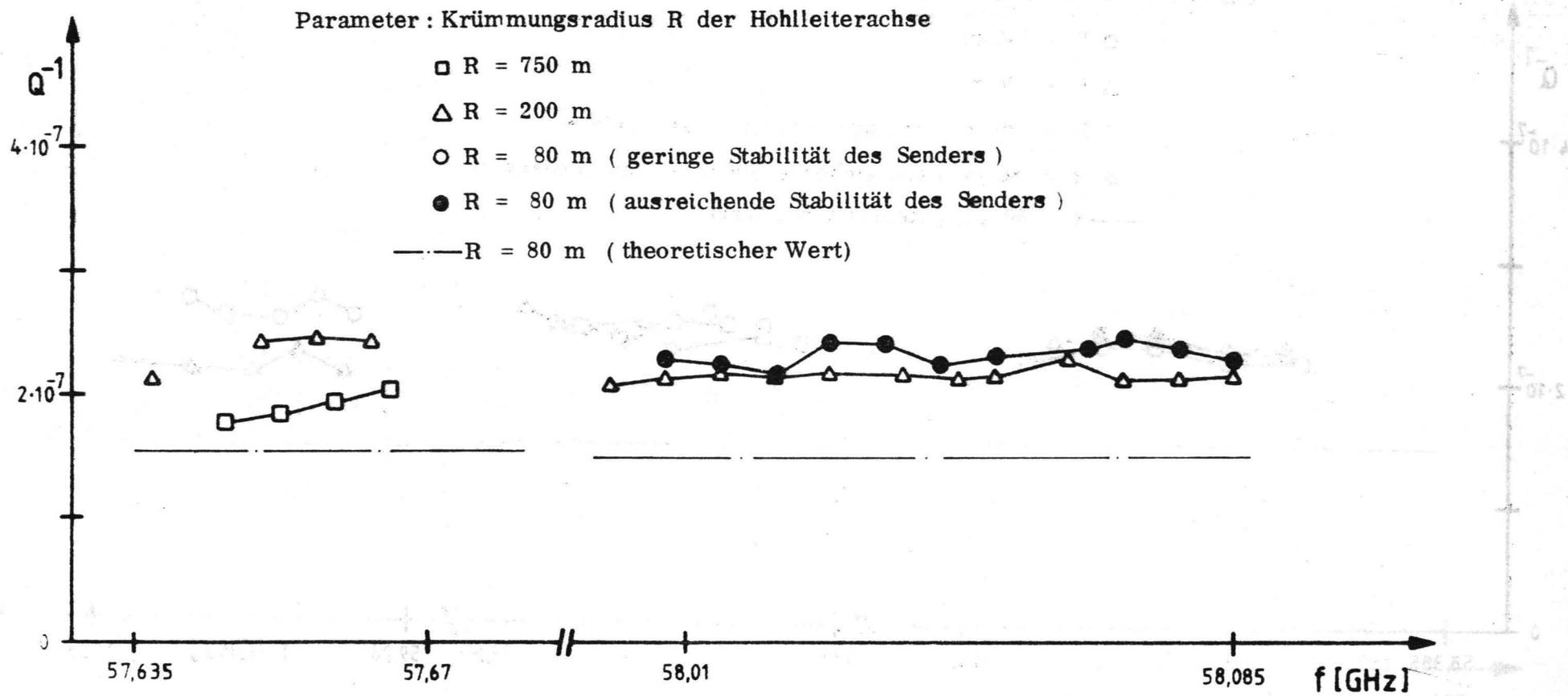


Abb .15b

Reziproke Güte eines gleichmäßig gekrümmten H_{01} - Wellenresonators ($L = 20,24$ m)
in Abhängigkeit von der Frequenz f
Hohlleiterdaten siehe Abb .4a.

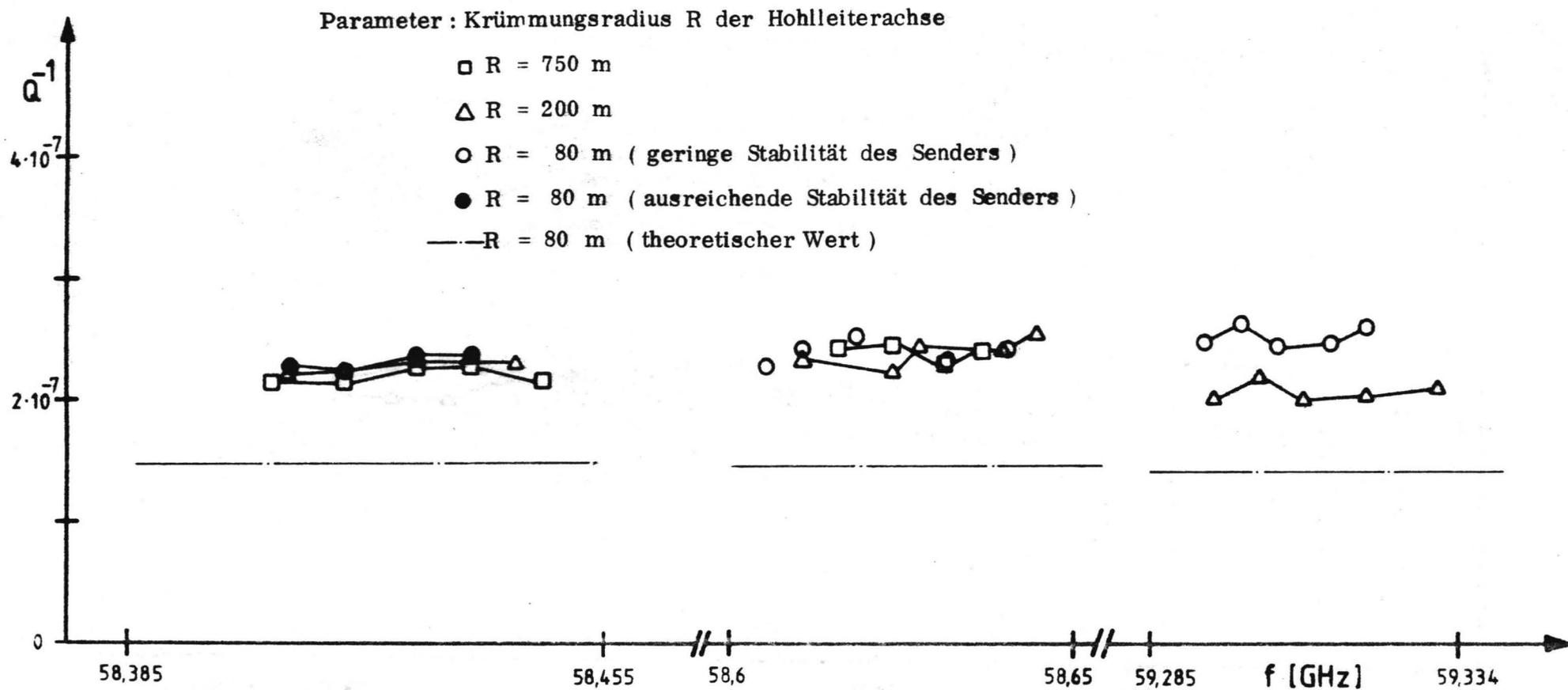


Abb. 15c

Reziproke Güte eines gleichmäßig gekrümmten H_{01} - Wellenresonators ($L = 20,24$ m) in Abhängigkeit von der Frequenz f .

Hohlleiterdaten siehe Abb. 4a.

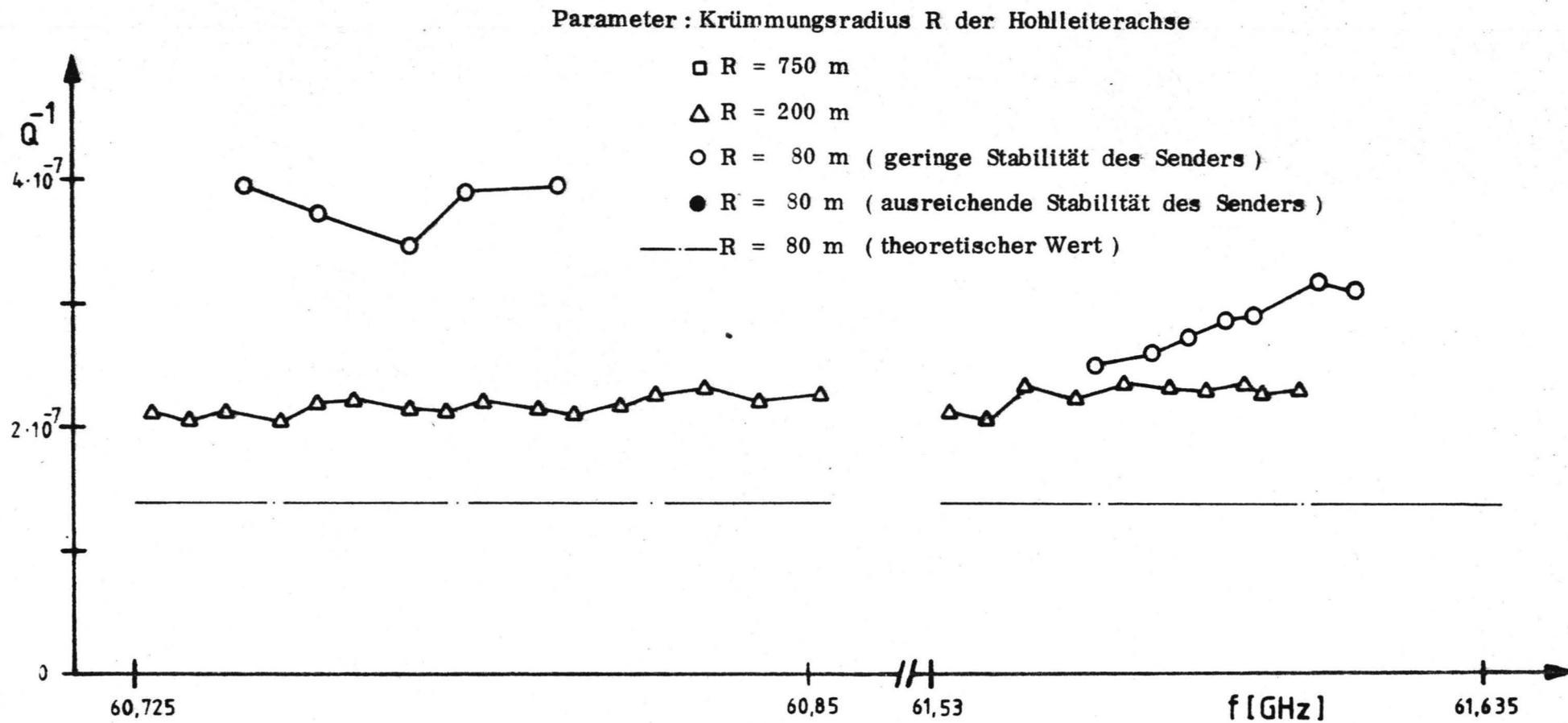


Abb .15d

Reziproke Güte eines gleichmäßig gekrümmten H_{01} - Wellenresonators ($L = 20,24$ m)
in Abhängigkeit von der Frequenz f .

Hohlleiterdaten siehe Abb .4a.

