

Mikrowelleninterferometer zur breitbandigen Messung des komplexen Transmissionskoeffizienten eines Messobjekts im X-Band

A Microwave Interferometer for Wideband Measurements of Complex Transmission Coefficients over the X-Band

O. Gehre

IPP 3/61

Oktober 1967

I N S T I T U T F Ü R P L A S M A P H Y S I K

G A R C H I N G B E I M Ü N C H E N

INSTITUT FÜR PLASMAPHYSIK

GARCHING BEI MÜNCHEN

Mikrowelleninterferometer zur breitbandigen Messung des komplexen Transmissionskoeffizienten eines Messobjekts im X-Band

A Microwave Interferometer for Wideband Measurements of Complex Transmission Coefficients over the X-Band

O. Gehre

IPP 3/61

Oktober 1967

Die nachstehende Arbeit wurde im Rahmen des Vertrages zwischen dem Institut für Plasmaphysik GmbH und der Europäischen Atomgemeinschaft über die Zusammenarbeit auf dem Gebiete der Plasmaphysik durchgeführt.

A Microwave Interferometer for Wideband Measurements of Complex Transmission Coefficients over the X-Band.

October 1967 (in German)

Zusammenfassung 1
1. Einleitung und Zielsetzung 1

Abstract Interferometer 2

2.1. Aufbau des Messplatzes 2

A wideband (8.3 - 11.5 GHz) microwave interferometer was developed to measure the complex transmission coefficient of samples inserted in the waveguide system. The amplitude A and phase shift phi are presented either in polar coordinate form A * e^(i*phi) as frequency is swept or as A cos phi and A sin phi versus frequency. The unique feature of this system is its capability to measure over extremely broad frequency bands. The system was tested with components with known characteristics and used to measure transmission of a thin sheet of water.

3. Auswertung der Ergebnisse 12

Literatur 13

Inhaltsverzeichnis

	Seite
<u>Zusammenfassung</u>	1
<u>1. Einleitung und Zielsetzung</u>	1
<u>2. Das Interferometer</u>	2
2.1. Aufbau des Messplatzes	2
2.2. Signalbildung	3
2.3. Spezielle Probleme der Breitbandigkeit	4
<u>3. Messungen</u>	8
3.1. Messungen an Hohlleiterbauteilen	8
3.2. Messungen an Aqua dest.	12
<u>4. Zusammenfassung der Ergebnisse</u>	13
<u>Literatur</u>	13

Zusammenfassung

Es wurde ein Mikrowelleninterferometer in Hohlleitertechnik entwickelt, welches über den Frequenzbereich 8,3 - 11,5 GHz eine Breitbandmessung des komplexen Transmissionskoeffizienten $A \cdot e^{i\varphi}$ eines Messobjekts erlaubt, wobei die Darstellung der Messergebnisse getrennt nach $A \cdot \sin \varphi$ und $A \cdot \cos \varphi$ als Funktion der Messfrequenz über einer linearen Frequenzachse als stehendes Bild oder in Polarkoordinatenform möglich ist. Die speziellen Probleme einer Breitbandmessung werden diskutiert. Mit der Apparatur wurden Probemessungen an Hohlleiterbauteilen mit bekanntem Resonanzverhalten durchgeführt, welche das richtige Funktionieren der Messmethode zeigten. Das Transmissionsverhalten einer Wasserschicht wurde untersucht.

1. Einleitung und Zielsetzung

Bei den von N. Kaiser durchgeführten Messungen zur Auffindung molekularer Resonanzen im Mikrowellengebiet [1] [2] wurde als Messmethode ein besonderes Brückenverfahren mit einem speziellen, von B. O'Brien entwickelten Detektor angewendet, welches eine sehr empfindliche Messung getrennt nach Dämpfung und Phase bei einer festen Frequenz erlaubt. Vorteile dieses Verfahrens sind seine gute Genauigkeit und Messempfindlichkeit, ein Nachteil liegt jedoch in der festen Messfrequenz, wobei vorhandene Resonanzen nur durch punktweise Messungen bei verschiedenen Generatorfrequenzen auffindbar wären, was jedoch einen erheblichen Aufwand an Justierarbeit für jede Messung mit sich bringt. Es wurde deshalb versucht, Parameter des Messobjekts selbst zu ändern (Temperatur, Konzentration, chemische Zusammensetzung), welche möglicherweise eine Frequenzverschiebung eines Resonanzgebietes verursachen, dessen Durchlauf durch die Messfrequenz dann registriert wird. Eine vernünftige Erweiterung der Messmöglichkeiten wäre jedoch eine Methode, welche einen raschen Überblick über einen möglichst grossen Frequenzbereich liefert, wobei die Frequenz vorhandener Resonanzen festgestellt wird. Die Empfindlichkeit braucht dabei nicht zu gross zu sein, da die genaue Struktur einmal festgestellter Resonanzen dann mittels der hochempfindlichen Messbrücke untersucht werden kann. Diese Überlegungen führten zur Entwicklung des beschriebenen Breitband-Interferometers.

Dämpfung und Phasenverschiebung. Über symmetrische Teiler werden

2. Das Interferometer

2.1. Aufbau des Messplatzes

Als Grundlage für die Entwicklung des Breitbandverfahrens diente die Einzelfrequenzmessbrücke [1], aus der die im Messast liegende Brückenordnung und der Modulator entfernt und direkt durch das Messobjekt ersetzt wurden. Man erhält dann ein Interferometer vom Typ Mach-Zehnder mit einem Detektoraufbau, der eine Aufspaltung des Messsignals nach Phase und Dämpfung ermöglicht. Auf eine zusätzliche Modulation des Messsignals wurde wegen der vom Mikrowellenpegel stark abhängigen Modulationsempfindlichkeit der Detektoren verzichtet. Den prinzipiellen Aufbau dieses Interferometers, welches bei Einzelfrequenzen bereits verwendet wurde, zeigt Abb. 1.

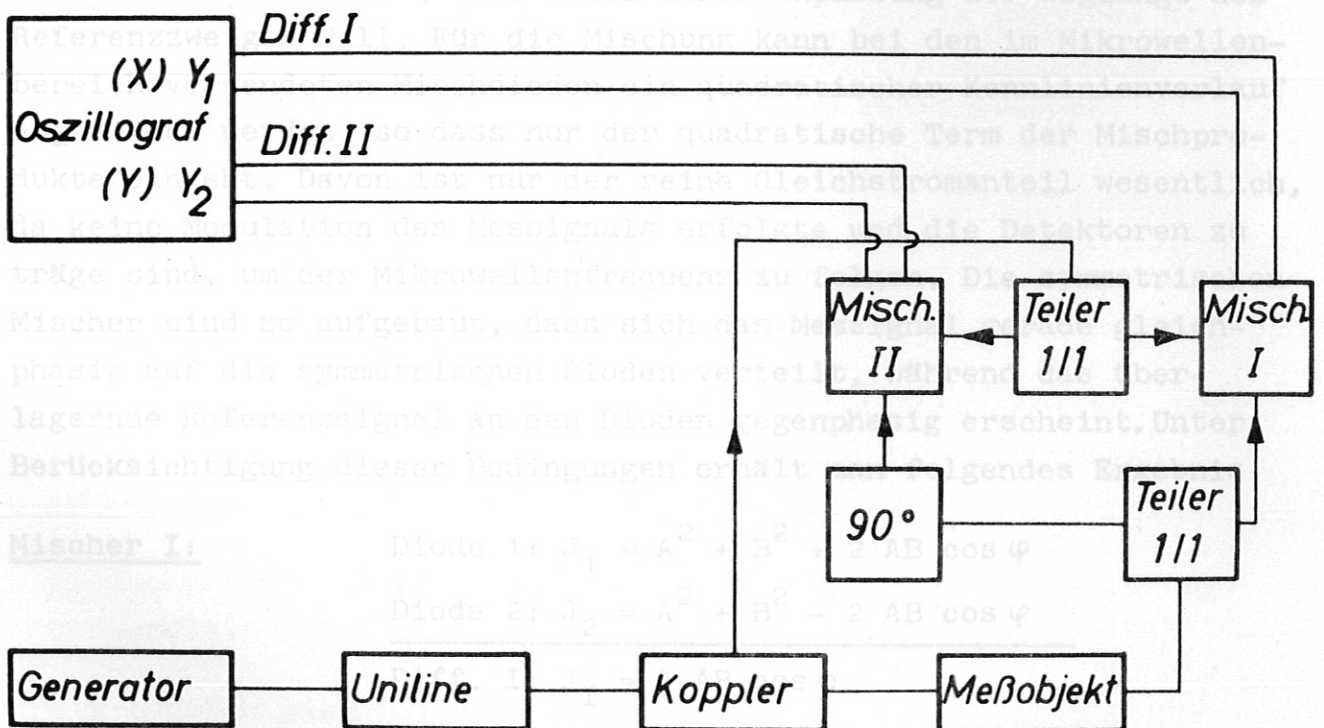


Abb. 1

Als Quelle dient ein Mikrowellengenerator, welcher über eine Einwegleitung vom Interferometer entkoppelt ist, um Rückwirkungen durch Reflexionen zu vermeiden. Ein Teil der vom Generator erzeugten Welle wird in einem Koppler in einen Referenzzweig ausgekoppelt. Der Rest durchläuft im Messzweig das Messobjekt und erfährt dabei eine Dämpfung und Phasenverschiebung. Über symmetrische Teiler werden

beide Zweige dann in Teile gleicher Amplitude und Phase aufgeteilt. Über einen Phasenschieber wird der eine Teil der Messwelle gegenüber dem anderen um 90° in der Phase verschoben. Die Überlagerung der Teilsignale aus Mess- und Referenzzweig erfolgt in 2 symmetrischen Mischern, die Differenzsignale der beiden Ausgänge jedes Mischers dienen zur Y-Ablenkung eines Zweistrahloszillographen oder werden bei Polarkoordinatendarstellung auf die Eingänge eines X-Y-Oszillographen gegeben.

2.2. Signalbildung

Die Amplituden an den Detektoren seien B für die Referenzwelle und A für die durch das Messobjekt gedämpfte Welle, die Phasenverschiebung durch das Messobjekt sei φ . Als Bezugswerte für die Messung dienen die Messwerte ohne Messobjekt, wobei die gemessene Amplitude auf 1 normiert wird. φ ist dabei durch Anpassung der Weglänge des Referenzzweiges Null. Für die Mischung kann bei den im Mikrowellenbereich verwendeten Mischdioden ein quadratischer Kennlinienverlauf angenommen werden, so dass nur der quadratische Term der Mischprodukte eingeht. Davon ist nur der reine Gleichstromanteil wesentlich, da keine Modulation des Messsignals erfolgte und die Detektoren zu träge sind, um der Mikrowellenfrequenz zu folgen. Die symmetrischen Mischer sind so aufgebaut, dass sich das Messsignal gerade gleichphasig auf die symmetrischen Dioden verteilt, während das überlagernde Referenzsignal an den Dioden gegenphasig erscheint. Unter Berücksichtigung dieser Bedingungen erhält man folgendes Ergebnis:

Mischer I: Diode 1: $J_1 = A^2 + B^2 + 2 AB \cos \varphi$

Diode 2: $J_2 = A^2 + B^2 - 2 AB \cos \varphi$

Diff. I: $J_I = 4 AB \cos \varphi$

Mischer II: Diode 1: $J_1 = A^2 + B^2 + 2 AB \sin \varphi$

(Messsignal 90°
phasenverschoben) Diode 2: $J_2 = A^2 + B^2 - 2 AB \sin \varphi$

Diff. II: $J_{II} = 4 AB \sin \varphi$

Aus J_I und J_{II} ergibt sich die Phasenverschiebung zu

$$\operatorname{tg} \varphi = \frac{J_{II}}{J_I}$$

und die Amplitude nach Dämpfung durch das Messobjekt

$$A = \frac{1}{4B} \sqrt{J_I^2 + J_{II}^2}$$

Bei Darstellung in Polarkoordinaten sind A und φ direkt ablesbar.

2.3. Spezielle Probleme der Breitbandigkeit

Das bisher Gesagte gilt in dieser einfachen Form nur bei Messungen mit fester Frequenz. Versucht man den Generator während der Messung in seiner Frequenz durchzustimmen, um eine sogen. gewobbelte Darstellung über einen Frequenzbereich zu erhalten, so sind A, B und φ unabhängig vom frequenzabhängigen Verhalten des Messobjekts bereits ohne diese Funktionen der Frequenz, wodurch sich die Bezugswerte während der Messung ändern und das Messergebnis verfälschen. Eine Korrektur wäre zwar durch Bildung der Differenz zwischen der Apparatfunktion des Interferometers und dem Messergebnis möglich, erfordert aber grösseren Aufwand an Elektronik. Ein einfacherer Weg ergibt sich aus der Analyse der auftretenden Fehlerquellen.

Die Amplituden von Mess- und Referenzsignal A(f) und B(f) hängen über folgende Parameter von der Frequenz ab:

1. Mit der Frequenz schwankende Ausgangsleistung des Generators.
2. Frequenzabhängiges Transmissions- und Reflexionsverhalten der verwendeten Bauteile, wie Koppler, Teiler, Einwegleitungen und Mischer.
3. Frequenzabhängige Empfindlichkeitsänderungen der zur Mischung verwendeten Dioden.

Daraus ergeben sich folgende Forderungen:

1. Der Ausgangspegel des Generators muss während des Durchlaufs der Frequenz konstant gehalten werden.
2. Die verwendeten Mikrowellenbauteile müssen auf ihre Breitbandigkeit getestet werden. Kleine Abweichungen, welche vom Prinzip her unvermeidbar sind (z.B. Auskoppeldämpfung als Funktion der Frequenz bei Richtkopplern) müssen durch breitbandige Transformationsglieder kompensierbar sein. Der gesamte Frequenzgang der Amplituden von Mess- und Referenzast muss innerhalb der Mess-

genauigkeit klein gegen die Änderungen durch das Messobjekt sein.

3. Es müssen Breitbanddetektoren verwendet werden, welche heute im Mikrowellenbereich bereits existieren.

Die Detektoren sollen paarweise angepasst sein, wodurch sich kleine Schwankungen im Kennlinienverlauf bei der Signalbildung kompensieren.

Zweite wesentliche Fehlerquelle ist die Bezugsphase $\varphi(f)$. Ihre Frequenzabhängigkeit wird dadurch verursacht, dass sich die elektrischen Längen von Mess- und Referenzzweig mit der Frequenz verschieden ändern. Dies kommt einerseits von der geometrischen Längendifferenz der beiden Äste, andererseits auch von den verwendeten Bauelementen, die teilweise (Ferriteinwegleitung) eine von einem reinen Leitungsstück abweichende Dispersion besitzen.

Als einzige Möglichkeit ergibt sich für Breitbandbetrieb $\varphi(f) = \varphi = 0$, wobei folgende Bedingungen eingehalten werden müssen:

1. Die geometrischen Längen von Mess- und Referenzast sind gleich. Eine Periodizität mit Vielfachen der Wellenlänge, wie sie bei fester Frequenz möglich ist, ist bei sich ändernder Messfrequenz nicht erlaubt.
2. Alle Bauteile mit abweichendem Phasengang werden in beiden Ästen symmetrisch verwendet. Dann ist ohne Messobjekt die Anzahl von Wellenlängen in beiden Ästen für alle Frequenzen des Messbereichs symmetrisch, d.h. Fronten gleicher Phase aus Mess- und Referenzast haben in der Detektorebene konstanten Abstand, wodurch mit Messobjekt nur dessen Phasenverschiebung in das Messergebnis eingeht.

Abb. 2 zeigt den unter Berücksichtigung dieser Bedingungen modifizierten Aufbau des Breitbandinterferometers.

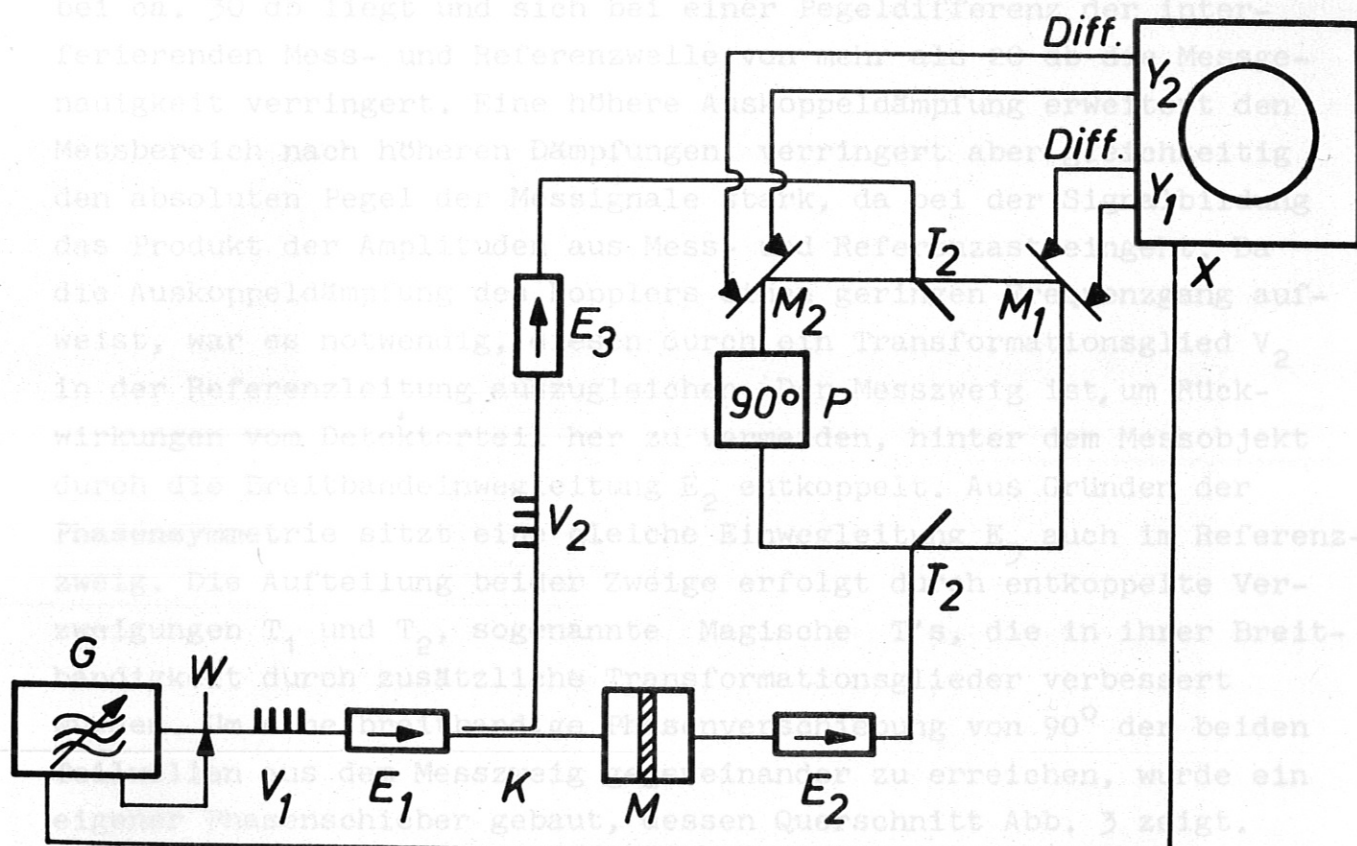


Abb. 2

Als Generator G dient ein Carcinotron, welches mit 100 Hz periodisch den Bereich 8,3 - 11,5 GHz überstreicht. Das zur elektronischen Frequenzwobbelung benutzte Spannungssignal dient gleichzeitig bei der X-Ablenkung eines Zweistrahloszillographen als Frequenzachse. Über den Wandstromdetektor W [3] als Durchgangsmesskopf wird ein kleiner Teil des Ausgangssignals des Generators ausgekoppelt, verstärkt und gegenphasig zur Amplitudenmodulation des Carcinotrons verwendet, wodurch der Ausgangspegel auf den Wert der niedrigsten Ausgangsleistung stabilisiert wird. Durch einen zusätzlichen Vielfachschraubentransformator V_1 werden die kleinen Unterschiede zwischen der Kennlinie der Wandstromdiode W und denen der in den Mischern M_1 und M_2 verwendeten Breitbanddetektoren ausgeglichen, so dass von M_1 und M_2 her gesehen die Ausgangsleistung ohne Messobjekt frequenzunabhängig ist. Das Carcinotron ist vom Interferometer durch die Breitbandeinwegleitung E_1 entkoppelt. Die Aufteilung auf Mess- und Referenzzweig erfolgt im Koppler K, einem Viellochkoppler mit einer Auskoppeldämpfung von 10 db. Der Wert 10 db wurde gewählt, da die

Dämpfung der zu untersuchenden Messobjekte, meist wässriger Lösungen, bei ca. 30 db liegt und sich bei einer Pegeldifferenz der interferierenden Mess- und Referenzwelle von mehr als 20 db die Messgenauigkeit verringert. Eine höhere Auskoppeldämpfung erweitert den Messbereich nach höheren Dämpfungen, verringert aber gleichzeitig den absoluten Pegel der Messsignale stark, da bei der Signalbildung das Produkt der Amplituden aus Mess- und Referenzast eingeht. Da die Auskoppeldämpfung des Kopplers einen geringen Frequenzgang aufweist, war es notwendig, diesen durch ein Transformationsglied V_2 in der Referenzleitung auszugleichen. Der Messzweig ist, um Rückwirkungen vom Detektorteil her zu vermeiden, hinter dem Messobjekt durch die Breitbandeinwegleitung E_2 entkoppelt. Aus Gründen der Phasensymmetrie sitzt eine gleiche Einwegleitung E_3 auch im Referenzzweig. Die Aufteilung beider Zweige erfolgt durch entkoppelte Verzweigungen T_1 und T_2 , sogenannte Magische T's, die in ihrer Breitbandigkeit durch zusätzliche Transformationsglieder verbessert wurden. Um eine breitbandige Phasenverschiebung von 90° der beiden Teilwellen aus dem Messzweig gegeneinander zu erreichen, wurde ein eigener Phasenschieber gebaut, dessen Querschnitt Abb. 3 zeigt.

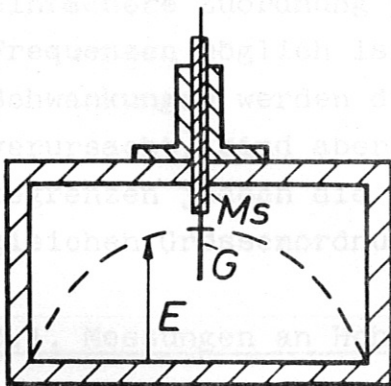


Abb. 3

In ein Hohlleiterstück taucht ein dünner Metallsteg Ms an der Stelle maximaler elektrischer Feldstärke E ein. Der Steg ist in der Mitte geschlitzt und führt eine dünne Glimmerscheibe G . Metallsteg und Glimmer sind gegeneinander und gegenüber dem Hohlleiter in ihrer Lage und Eintauchtiefe variierbar. Da ein sogen. Steghohlleiter und ein Hohlleiter mit Dielektrikum entgegengesetztes Dispersionsverhalten

gegenüber einem leeren Hohlleiterstück zeigen, war es durch Überlagerung der beiden Effekte möglich, eine konstante Phasendifferenz über das zu untersuchende Frequenzband zu erhalten. Die Bestimmung der Eintauchtiefen und Steglängen erfolgte empirisch, die Eichung durch Vergleich mit einem Präzisionsphasenschieber bei verschiedenen Frequenzen. Die Mischer M_1 und M_2 wurden aufgebaut aus Magischen T's, deren entkoppelten Eingängen das Mess- bzw. Referenzsignal zugeführt werden, während in den symmetrischen Ausgängen die Breitbanddetektoren sitzen. Dazu wurden zuerst Wandstromdioden verwendet,

welche praktisch keine Reflexion aufweisen, jedoch nur geringe Empfindlichkeit haben. Durch Verwendung spezieller Breitbanddetektoren liess sich die Empfindlichkeit um einen Faktor 10 steigern, zur Erhaltung der Symmetrie der Mischer war es jedoch notwendig, die höhere Reflexion der Detektoren durch vorgeschaltete Einwegleitungen zu verbessern.

Die Justierung der Längen von Mess- und Referenzast erfolgte empirisch, wobei bereits Differenzen in der Grössenordnung 1 mm zu deutlich sichtbaren Messfehlern führten.

3. Messungen

Nach der Justierung wurde das Interferometer für Dämpfungsmessungen mit Hilfe eines Präzisionsdämpfungsgliedes geeicht. Die Darstellung der Messergebnisse erfolgte in Form der Signale $A(f) \cdot \sin \varphi(f)$ und $A(f) \cdot \cos \varphi(f)$ ($B = 1$ normiert) über einer linearen Frequenzachse, da bei dieser Darstellung gegenüber Polarkoordinaten eine einfachere Zuordnung von Phasen- und Dämpfungswerten zu bestimmten Frequenzen möglich ist. Die dem Messergebnis überlagerten kleinen Schwankungen werden durch Restreflexionen innerhalb der Apparatur verursacht, sind aber nach Mittelwertbildung vernachlässigbar. Sie begrenzen jedoch die Messgenauigkeit für Signale welche in der gleichen Grössenordnung liegen.

3.1. Messungen an Hohlleiterbauteilen

Um die Funktion des Interferometers zu testen, wurden Messungen an Hohlleiterbauteilen mit bekanntem Resonanzverhalten durchgeführt. Die obere Spur auf den Bildern entspricht jeweils $A(f) \cdot \cos \varphi(f)$, die untere $A(f) \cdot \sin \varphi(f)$.

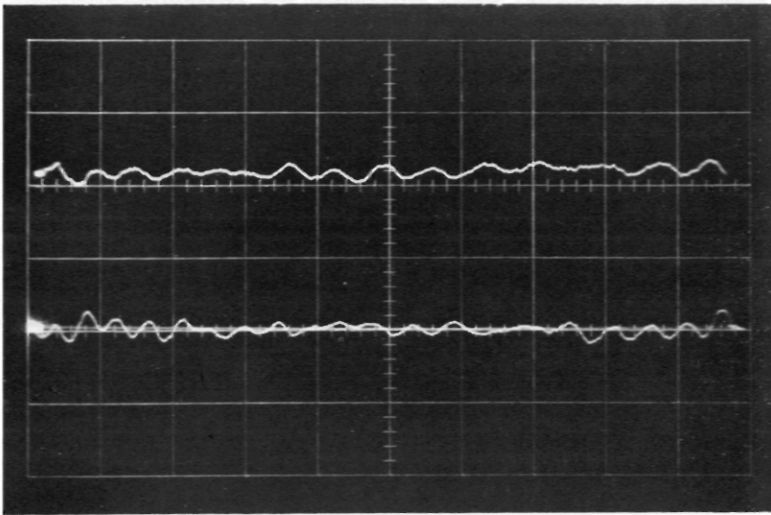


Bild 1

unterste Frequenz 8,3 GHz entspricht dem linken Ende, die oberste von 11,5 GHz dem rechten Ende der Spur bei linearer Teilung der Frequenzachse.

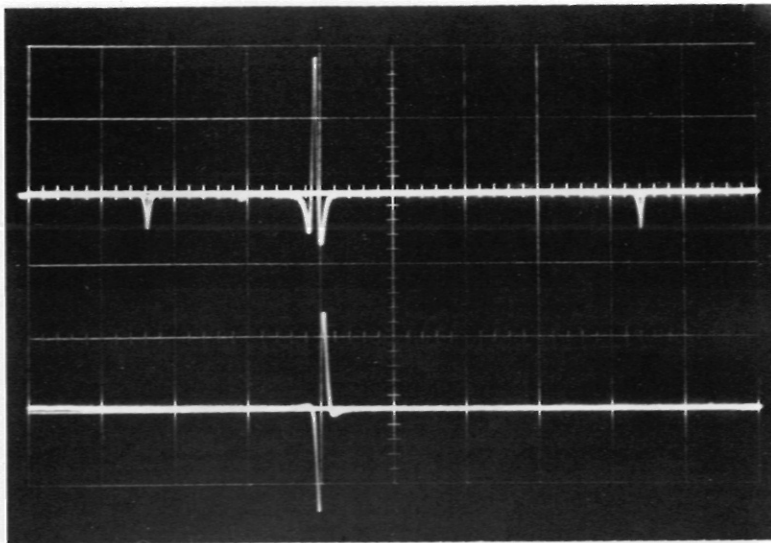


Bild 2

Bild 1 zeigt die Messung ohne Messobjekt.

$A(f) \cdot \sin \varphi(f)$ ist über das gesamte Frequenzband wegen $\varphi = 0$ Null.

$A(f) \cdot \cos \varphi(f) = A(f) = \text{const}$, da $\cos \varphi = 1$ ist.

Bei Polarkoordinatendarstellung entspricht das im Smith-Diagramm einem festen Punkt auf der positiven reellen Achse für alle Frequenzen. Dies zeigt die frequenzunabhängige Phasenverschiebung von 90° des Breitbandphasenschiebers. Die

Bild 2 zeigt die Transmission eines schmalen Bandpasses.

Bei Resonanz ein starker Amplitudeneinbruch infolge Auskopplung von Energie in den Resonator zu sehen ist. Gleichzeitig wechselt die Phase bei Resonanz ihr Vorzeichen.

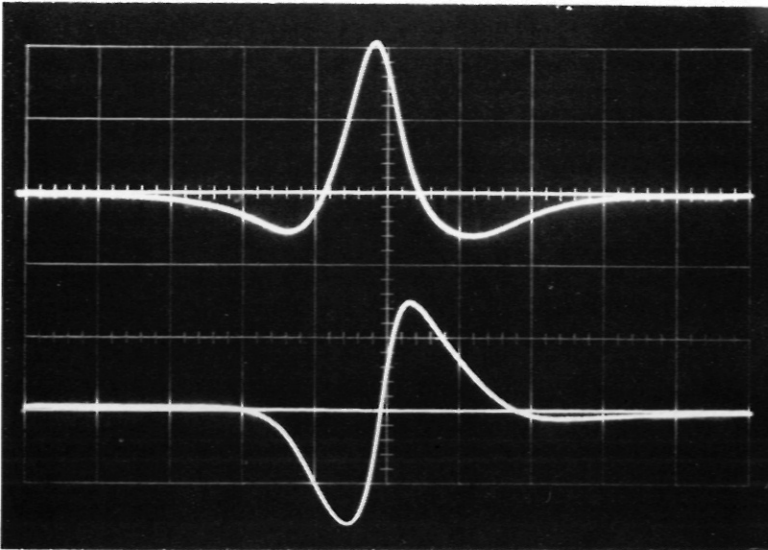


Bild 3

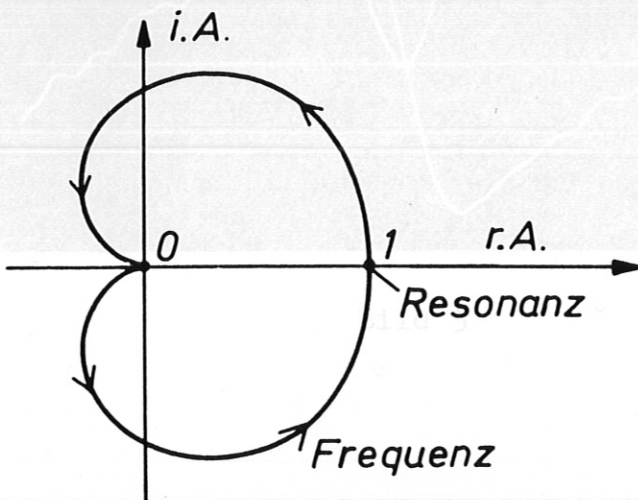


Bild 3a

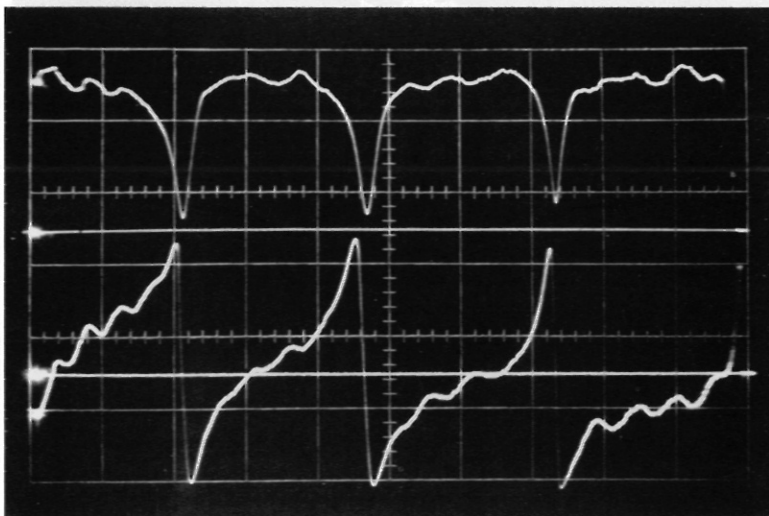


Bild 4

In Bild 3 ist die gleiche Messung bei Dehnung der Frequenzachse dargestellt. Man sieht deutlich den Phasendurchgang durch Null bei Resonanz in der Bandmitte ($\sin \varphi = 0$), sowie den raschen Amplitudenabfall ausserhalb der Bandbreitenpunkte.

Der Frequenzgang der Transmission im Smith-Diagramm zeigt das bekannte Bandpass-Verhalten (Bild 3a), wobei die Transmission ausserhalb der Resonanz Null ist, während in der Nähe der Resonanzstelle die gezeigte Kurve entgegen dem Uhrzeigersinn mit wachsender Frequenz durchlaufen wird und bei Resonanz durch 1 geht.

Bild 4 zeigt das Verhalten eines parallel zur Messleitung liegenden Resonators, dessen Länge so gewählt ist, dass mehrere Resonanzen in das Frequenzband fallen. Ausserhalb der Resonanzstellen entspricht das Ergebnis dem ohne Messobjekt, während bei Resonanz ein starker Amplitudeneinbruch infolge Auskopplung von Energie in den Resonator zu sehen ist. Gleichzeitig wechselt die Phase bei Resonanz ihr Vorzeichen.

Im Smith-Diagramm entspricht dies einem Kreis in der rechten Halbebene symmetrisch zur reellen Achse, auf dem die Punkte Null und 1 (Eingangswiderstand = Z) liegen und der für jede Resonanz einmal durchlaufen wird, wobei die Resonanzstellen dem Punkt 0 entsprechen.

3.3.3. Parallelresonanz

Nachdem die vorangeführten Messungen der Apparatur gezeigt hatten, wurden Messungen

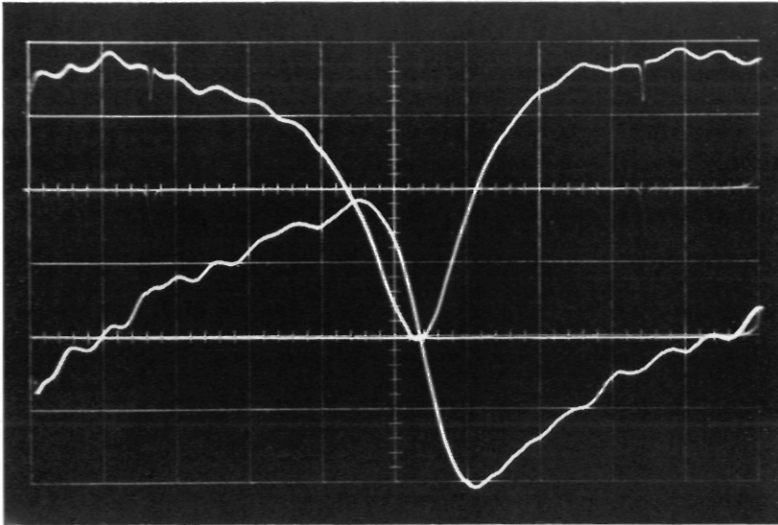


Bild 5

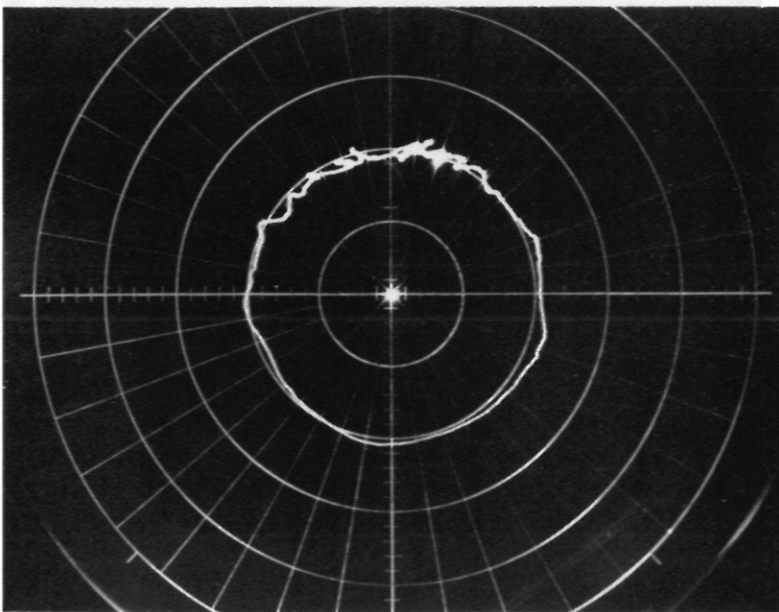


Bild 6

Bild 5 zeigt die Frequenzunabhängigkeit eines in der Messleitung liegenden E-H-Tuners für einen besonderen Fall der Abstimmung. Die beiden Arme des Tuners, welche als Resonatoren mit starker Ankopplung zu betrachten sind, liegen parallel bzw. in Serie zur Messleitung. Die Länge der Resonatoren wurde dabei so gewählt, dass jeweils gerade eine Resonanz in den Messbereich fällt und beide Resonanzfrequenzen übereinstimmen. Dabei überlagern sich das Transmissionsverhalten des Serienresonators und das Reflexionsverhalten des Parallelresonators, deren Phasendifferenz gerade π ist, zu dem in Bild 5 gezeigten Frequenzgang. In Bild 6 ist die gleiche Messung nochmals in Polarkoordinaten im Smith-Diagramm aufgezeichnet, wobei deutlich zu sehen ist, dass die Transmissionsamplitude konstant bleibt, während sich die Phase (ausgehend von der senk-

rechten Geraden $\varphi = 0$) mit der Frequenz gerade um 2π ändert. Mit einer nicht phasenempfindlichen Methode wäre in diesem Falle kein Resonanzverhalten zu erkennen.

3.2. Messungen an Aqua dest.

Nachdem die vorangegangenen Messungen das richtige Arbeiten der Apparatur gezeigt hatten, wurden Messungen an einer Schicht von Aqua dest. von 4 mm Dicke durchgeführt. Das Wasser befand sich dabei in einer Messkuvette zwischen zwei Glasfenstern von 0,2 mm Dicke senkrecht zur Ausbreitungsrichtung der Welle. Die Fenstereinflüsse waren nach einer geringfügigen Längenkorrektur des Referenzastes vernachlässigbar. Wasser zeigt im Mikrowellengebiet anomale Dispersion mit einem theoretischen Maximum der Dämpfung bei etwa 18 GHz nach der Theorie von Debye. Damit liegt das erwartete Dämpfungsmaximum zwar ausserhalb des Messbereichs, wegen der breiten Dispersionskurve sollte sich jedoch der Anstieg der Dämpfung und die Änderung der Phasengeschwindigkeit auf der Kurvenflanke messen lassen.

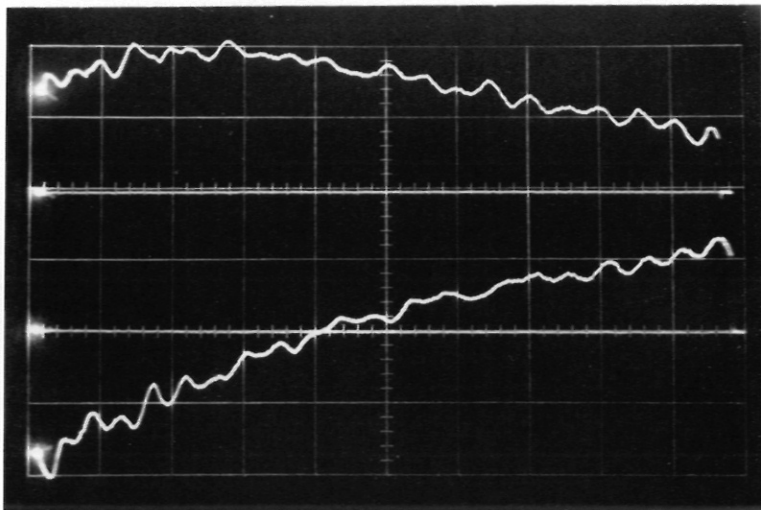


Bild 7

Bild 7 zeigt das Messergebnis. Man sieht deutlich die mit steigender Dämpfung zu höheren Frequenzen hin abnehmende Amplitude $A(f)$ sowie die Änderung der Phase. Aus den gemessenen Kurven wurde bei verschiedenen Frequenzen des Messbereichs über ein Rechnerprogramm Real- und Imaginärteil der komplexen Dielektrizitätskonstante von Wasser berechnet. Es ergab sich

innerhalb der Messgenauigkeit eine gute Übereinstimmung mit den theoretischen Werten, wobei bei weiteren Messungen noch die Temperaturabhängigkeit der Dispersionskurve zu berücksichtigen ist.

4. Zusammenfassung der Ergebnisse

Es wurden Aufbau und Wirkungsweise eines Interferometers beschrieben, welches bei Mikrowellenfrequenzen im X-Band eine rasche und einfache breitbandige Messung des komplexen Transmissionskoeffizienten eines Messobjekts nach Dämpfung und Phase ermöglicht. Die Funktionsweise der Apparatur wurde an einigen Mikrowellenbauteilen demonstriert. Die Transmission von Aqua dest. im X-Band wurde gemessen, wobei die Messergebnisse mit den theoretischen Werten gut übereinstimmten.

Literatur:

- [1] N. Kaiser, Bericht vom 31.12.1964
- [2] N. Kaiser, Bericht vom 30.6.1965
- [3] "An X-Band Wall-Current Detektor",
Philips Electronic Measuring and Microwave Notes 1965/1