

ISSN-0336-1296

# **BAM-BERICHT Nr. 49**

DER BUNDESANSTALT FÜR  
MATERIALPRÜFUNG (BAM)

BERLIN

**Untersuchungen zur Anwendung von Mikrowellen  
in der zerstörungsfreien Prüfung**

von Dr.-Ing. Günther Wittig

---

DEZEMBER 1977

25 Seiten mit 49 Abbildungen und 1 Tabelle

Herausgegeben von der  
Bundesanstalt für Materialprüfung (BAM)  
Unter den Eichen 87, 1000 Berlin 45  
Telefon (030) 8104-1  
Telex 01-83 261 bamb d

Inhaltsverzeichnis	Seite
<b>1. Einführung in die zerstörungsfreie Prüfung mit Mikrowellen</b>	<b>1</b>
<b>2. Zur Wellenausbreitung in Prüfobjekten</b>	<b>1</b>
<b>3. Versuchs- und Prüfanordnungen</b>	<b>3</b>
<b>3.1 Einführung</b>	<b>3</b>
<b>3.2 Bereich Antenne mit Prüfobjekt</b>	<b>4</b>
<b>3.3 Geräteanordnungen</b>	<b>4</b>
3.3.1 Anordnung mit fester Frequenz	5
3.3.2 Anwendung der Frequenzwobblung	5
3.3.3 Mikrowellen-Interferometer	7
<b>4. Der Bereich Mikrowellenfeld – Prüfobjekt</b>	<b>8</b>
<b>4.1 Zur Problemstellung</b>	<b>8</b>
<b>4.2 Antennen</b>	<b>9</b>
4.2.1 Einführung	9
4.2.2 Antenneneigenschaften	9
4.2.2.1 Antennen auf der Basis von Hornstrahlern	10
4.2.2.2 Antennen auf der Basis von offenen Hohlleitern	11
4.2.3 Prüfobjekt im Mikrowellenfeld	12
<b>4.3 Untersuchungen an plattenförmigen Prüfobjekten mit künstlichen Fehlern</b>	<b>13</b>
<b>5. Untersuchungen an verschiedenen Werkstoffgruppen und zu verschiedenen Prüfproblemen</b>	<b>16</b>
<b>5.1 Homogene Werkstoffe</b>	<b>16</b>
<b>5.2 Glasfaserverstärkte Kunststoffe</b>	<b>17</b>
5.2.1 Einführung	17
5.2.2 Messungen an Proben mit natürlichen und künstlichen Fehlern	17
<b>5.3 Holz und Holzwerkstoffe</b>	<b>20</b>
<b>5.4 Beton</b>	<b>21</b>
<b>5.5 Feuchtebestimmung</b>	<b>21</b>
<b>5.6 Sonstige Prüfprobleme</b>	<b>22</b>
<b>6. Schlußbemerkung</b>	<b>22</b>
<b>7. Literatur</b>	<b>24</b>



## Vorwort

Die zerstörungsfreie Prüfung von Halbzeug und Bauteilen aus metallischen Werkstoffen hat aufgrund der gestellten Anforderungen einen hohen technischen Stand erreicht. Im zunehmenden Maße zeigte sich die Notwendigkeit, auch Erzeugnisse aus nichtmetallischen Werkstoffen einer zerstörungsfreien Prüfung zu unterziehen. Aus physikalischen Gründen ist die Anwendung von Mikrowellen hierfür prinzipiell geeignet.

Die im Jahr 1971 zugängliche Literatur über den praktischen Einsatz von Mikrowellen befaßte sich nahezu ausschließlich mit speziellen Prüfaufgaben. Die jeweiligen Ergebnisse ließen sich jedoch nur in einem geringen Umfang allgemein verwerten. Für die Behandlung anderer Problemstellungen reichten die gemachten Angaben im allgemeinen nicht aus; Möglichkeiten und Grenzen waren kaum zu erkennen. Diese Situation führte dazu, daß in der Bundesanstalt für Materialprüfung eine Reihe von Untersuchungen mit folgenden Zielsetzungen begonnen wurden: Für die Anwendung von Mikrowellenverfahren in der zerstörungsfreien Prüfung sollten für eine Reihe von Aufgabenstellungen, bei denen auch ein wirtschaftliches Interesse angenommen werden konnte, hierzu notwendige Grundlagen erarbeitet werden. Dabei war davon auszugehen, daß aus den Ergebnissen übertragbare Aussagen zur Lösung von Prüfproblemen herzuleiten waren. Abhängig von verschiedenen in Frage kommenden Werkstoffgruppen sollten auch die Grenzen der Anwendbarkeit deutlich gemacht werden.

Die Ergebnisse der Untersuchungen sind in dem vorliegenden Bericht zusammengefaßt. Durch eine Sachbeihilfe aus Mitteln des ERP-Sondervermögens wurde die Bearbeitung des Vorhabens wesentlich gefördert. Der Verfasser möchte hierfür seinen Dank aussprechen. Sein Dank gilt ferner den Herren W. Gehrman, D. Maser und Cl. Müller. Sie haben bei der Erstellung der Versuchsanordnungen und der Durchführung der Untersuchungen in einem erheblichen Umfang mitgewirkt.



## 1. Einführung in die zerstörungsfreie Prüfung mit Mikrowellen

Der zerstörungsfreien Prüfung ist die Aufgabe gestellt, mit Hilfe geeigneter Methoden Fehler und Mängel in Bauteilen und Werkstoffen zu erkennen und zu bewerten. Die Verhütung von Schäden, die durch mangelhafte Produkte entstehen können, hat für die Volkswirtschaft eine wesentliche Bedeutung.

Für den Bereich der metallischen Werkstoffe ist eine Anzahl verschiedener Prüfverfahren seit längerer Zeit eingeführt. Ihre Leistungsfähigkeit hat sich auch unter schwierigen Bedingungen herausgestellt.

Für nichtmetallische Werkstoffe zeigt sich in einem zunehmenden Maße das Bedürfnis, die Qualität von Halbzeugen und Bauteilen durch eine zerstörungsfreie Prüfung zu kontrollieren (z. B. [1.1]). Die sog. klassischen, auf die metallischen Werkstoffe zugeschnittenen Verfahren sind für die Prüfung von nichtmetallischen Produkten teilweise unter der Beachtung der geänderten Bedingungen, teilweise grundsätzlich nicht einsetzbar (z. B. [1.2, 1.3]).

Die physikalischen Eigenschaften der Werkstoffe bestimmen die Anwendbarkeit von Prüfmethoden. Aus der Tatsache, daß im Gegensatz zu den Metallen die nichtmetallischen Werkstoffe keine elektrische Leitfähigkeit aufweisen, resultiert, daß sich in ihnen prinzipiell elektromagnetische Wellen ausbreiten können. Die elektrischen Eigenschaften werden durch die Dielektrizitätszahl  $\epsilon_r$ , d. h. durch ihre Polarisierbarkeit in einem elektrischen Feld beschrieben.

Geht man davon aus, daß für die Anwendung elektromagnetischer Wellen zu Prüfzwecken die Wellenlänge klein gegen die Bauteilabmessungen sein soll, oder zumindest in der gleichen Größenordnung, so gelangt man zwangsläufig in den Bereich der Mikrowellen. Wegen der kürzeren Wellenlänge wäre ultrarotes oder sichtbares Licht noch günstiger, es fehlt jedoch den meisten Werkstoffen die hierfür erforderliche Transparenz.

Messungen physikalischer Eigenschaften von Stoffen mit Mikrowellen haben ein breites Anwendungsfeld. Sie beschränken sich nicht nur auf die Bestimmung der dielektrischen und magnetischen Stoffkennwerte, wie sie für technische Anwendungen benötigt werden. Die Ergebnisse sollen auch Aufschluß über molekulare oder atomare Strukturen geben. Eigentümlich ist diesen Anwendungsbereichen, daß in der Mehrzahl der Fälle die Probenform an die Meßapparatur angepaßt wird (z. B. [1.4]). Die Messung erfolgt in einer geschlossenen Anordnung.

Die zerstörungsfreie Prüfung geht vom vorgegebenen Bau- bzw. Werkstoffteil aus. Daher wird im allgemeinen nur eine Durchstrahlung im freien Raum möglich sein. Es ist also die Wechselwirkung der elektromagnetischen Wellen mit dem Prüfobjekt zu bestimmen. Hierbei gehen einmal dessen Stoffkennwerte oder deren Veränderungen sowie Abmessungen, Strukturen und Fehlerstellen in das Ergebnis ein.

Der vorliegende Bericht beinhaltet eine zusammenfassende Darstellung der Untersuchungen über Anwendungsmöglichkeiten von Mikrowellen zur zerstörungsfreien Prüfung von nichtmetallischen Werkstoffen. Er bleibt nicht auf die Mitteilung der experimentellen Ergebnisse beschränkt. Soweit es für das Verständnis nützlich und sinnvoll ist, wird auch auf physikalische und anwendungstechnische Grundlagen

eingegangen. Eine möglichst geschlossene Darstellung soll damit erreicht werden.

Im zweiten Abschnitt werden die physikalischen Grundlagen behandelt, wie sie in den folgenden Abschnitten benötigt werden. Der dritte Abschnitt enthält Angaben zu den Versuchsanordnungen. Die allgemeinen Prinzipien werden erläutert. Auf gerätetechnische Probleme wird nur in dem Umfang eingegangen, wie es für die Durchführung der Versuche erforderlich war. Über die Mikrowellentechnik- und meßtechnik existiert eine umfangreiche Literatur in der Form von zusammenfassenden Darstellungen und Einzelberichten. Diese wird durch die ständige technologische Entwicklung fortlaufend erweitert.

Der vierte Abschnitt befaßt sich mit den von den Antennen erzeugten Mikrowellenfeldern und deren Wechselwirkungen mit dem Prüfobjekt.

Im fünften Abschnitt wird über Untersuchungen an verschiedenen Prüfobjekten berichtet. Die Einteilung wird nach Werkstoffgruppen vorgenommen.

Der sechste Abschnitt enthält eine Zusammenfassung und Anregungen für weitere Untersuchungen.

Die Untersuchungen wurden im Frequenzband zwischen 26 und 40 GHz – dem entsprechen im freien Raum die Wellenlängen von 11,5 bis 7,5 mm – durchgeführt. Dieser Bereich ist durch das Hohlleiterband mit der IEC-Bezeichnung R-320 festgelegt. Für die Auswahl waren zwei Gründe bestimmend. Einerseits sollten die zu verwendenden Frequenzen möglichst hoch liegen, um eine gute Auflösung zu erzielen. Andererseits waren zu Beginn der Durchführung der Untersuchungen in diesem Band auf dem Markt noch ausreichend Mikrowellengeräte und -komponenten verfügbar. Im Bereich höherer Frequenzen war das nicht mehr der Fall.

In der etwa zu dem gleichen Zeitpunkt vorliegenden Literatur über die Anwendungen von Mikrowellen in der zerstörungsfreien Prüfung wurden nahezu ausschließlich Einzelprobleme mit eng umrissenen Aufgabenstellungen behandelt (z. B. [1.5 – 1.9]). Auch die zusammenfassenden Darstellungen [1.10, 1.11] beschränkten sich im wesentlichen auf Sammlungen von Einzelbeispielen. Die hierin enthaltenen Informationen ließen sich kaum auf andere Prüfaufgaben übertragen, Rückschlüsse auf die allgemeine Leistungsfähigkeit der Mikrowellenverfahren konnten nicht gezogen werden. Allgemeingültige Aussagen, die auch für andere Fälle als Grundlagen für den Entwurf von Prüfverfahren dienen könnten, waren nur in einem geringen Umfang vorhanden.

## 2. Zur Wellenausbreitung in Prüfobjekten

In einem homogenen, isotropen und nichtmetallischen Werkstoff, dessen Eigenschaften durch die relative komplexe Dielektrizitätszahl

$$\epsilon_r = \epsilon_r' - j \epsilon_r'' = \epsilon_r' (1 - j \operatorname{tg} \delta_\epsilon) \quad (2.1)$$

mit

$$\operatorname{tg} \delta_\epsilon = \frac{\epsilon_r''}{\epsilon_r'}$$

und die relative komplexe Permeabilitätszahl

$$\underline{\mu}_R = \mu_R' - j \mu_R'' = \mu_R' (1 - j \operatorname{tg} \delta_\mu) \quad (2.2)$$

mit

$$\operatorname{tg} \delta_\mu = \frac{\mu_R''}{\mu_R'}$$

beschrieben werden, breite sich in x-Richtung eine ebene elektromagnetische Welle

$$E(x) = E_0 \cdot e^{j(\omega t - \underline{k} x)} \quad (2.3)$$

aus [2.1].

$$\underline{k} = k_0 \cdot \sqrt{\underline{\epsilon}_R \cdot \underline{\mu}_R} = k' - j k'' \quad (2.4)$$

ist die komplexe Wellenzahl mit

$$k_0 = \frac{2\pi}{\lambda_0}$$

Im komplexen Brechungsindex

$$\underline{n} = \frac{k}{k_0} = n' - j n'' \quad (2.5)$$

ist  $n'$  die Ausbreitungskonstante und  $n''$  das Dämpfungsmaß.

Für die überwiegende Anzahl der Anwendungsfälle ist  $\underline{\mu}_R = 1$ .

Dann wird

$$\underline{n} = \sqrt{\epsilon_R' (1 - j \operatorname{tg} \delta)} \quad (2.6)$$

Auch für die dielektrischen Verluste kann häufig vorausgesetzt werden, daß ihr Einfluß klein ist.

Mit der Annahme, daß  $\operatorname{tg} \delta \ll 1$  ist, erhalten wir

$$n' \approx \sqrt{\epsilon_R'} \quad , \quad k' = \frac{2\pi}{\lambda_0} \cdot \sqrt{\epsilon_R'} = \frac{2\pi}{\lambda_\epsilon} \quad (2.7)$$

und

$$n'' \approx \frac{1}{2} \cdot \sqrt{\epsilon_R'} \cdot \operatorname{tg} \delta \quad , \quad k'' = \frac{\pi}{\lambda_0} \cdot \sqrt{\epsilon_R'} \cdot \operatorname{tg} \delta; \quad (2.8)$$

aus Gl. (2.7) ist abzulesen, daß sich die Wellenlänge im Werkstoff um den Faktor  $1/\sqrt{\epsilon_R'}$  verkürzt.

$$\lambda_\epsilon = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_R'}} \quad (2.9)$$

Die Zusammenhänge sind an einem Beispiel zu erläutern:

Es wird ein Werkstoff mit  $\underline{\epsilon}_R = 2,5 (1 - j 10^{-2})$  verwendet. Etwa diese Eigenschaften weisen eine ganze Reihe von Kunststoffen auf. Die benutzte Frequenz sei  $f = 35$  GHz, dem entspricht im freien Raum eine Wellenlänge  $\lambda_0 = 8,566$  mm.

Für diesen Werkstoff ergeben sich folgende Werte:

Wellenlänge	$\lambda_\epsilon \approx 5,42$ mm
Dämpfung	$\alpha \approx 0,05$ db/mm

d. h., daß sich innerhalb eines Ausbreitungsweges von 10 mm die Amplitude um den Faktor 0,944 verringert.

Untersuchungen an einem Prüfobjekt erfolgen im allgemeinen in der Weise, daß dieses in das Strahlungsfeld einer Antenne eingebracht wird. Für die Wellenausbreitung sind also

die Einflüsse der Grenzflächen Luft-Werkstoff zu berücksichtigen. Es gelten hier die aus der Optik bekannten Gesetze (z. B. [2.2, 2.3]).

Aus dem Brechungsgesetz

$$\frac{\sin \alpha_1}{\sin \alpha_2} = \frac{n_2}{n_1} = \sqrt{\frac{\epsilon_{R2}}{\epsilon_{R1}}} \quad (2.10)$$

ist bei einem vorgegebenen Einfallswinkel  $\alpha_1$  und den Werkstoffkennwerten  $\epsilon_{R1}$  und  $\epsilon_{R2}$  beiderseits einer Grenzfläche der Ausfallwinkel  $\alpha_2$  zu bestimmen. In den meisten Fällen wird für  $\epsilon_{R1}$  oder  $\epsilon_{R2}$  der Wert 1 für Luft einzusetzen sein.

Die Amplitudenverhältnisse, d. h. die Anteile der reflektierten und der gebrochenen Welle werden durch die Fresnelschen Gleichungen beschrieben. Für die praktische Anwendung haben diese Beziehungen nur geringe Bedeutung, da sie nur für eine Grenzfläche unter der Annahme unendlich ausgedehnter Halbräume gültig sind.

Nahezu ausnahmslos werden jedoch zwei Grenzflächen der Prüfobjekte bei Untersuchungen wirksam. In guter, gegebenenfalls sogar idealer Näherung kann der Einfluß eines Prüfobjekts auf die sich ausbreitenden Wellen mit Hilfe der für die Transmission und Reflexion an einer planparallelen Platte mit der Brechzahl  $n$  abgeleiteten Gleichungen erfaßt werden [2.2, 2.3].

In [2.4] sind für verlustfreie und verlustbehaftete dielektrische Schichten der Dicke  $d$  die beiderseits an Luft mit dem Brechungsindex  $n = 1$  grenzen, Lösungen für die transmittierte und die reflektierte Welle angegeben. Vorausgesetzt wurde ein ebenes Wellenfeld, das unter verschiedenen Einfallswinkeln  $\alpha_1$  auftrifft. Für den senkrechten Einfall  $\alpha_1 = 0$  auf eine verlustfreie Schicht wurden allgemeingültige Kurven berechnet und für verlustbehaftete Schichten Spezialfälle mit auch von der Senkrechten abweichenden Einfallrichtung numerisch ausgewertet.

Das Bild 2.1 a zeigt aus [2.4] entnommene Kurven für  $\alpha_1 = 0$ . Die Verläufe in Bild 2.1 b und 2.1 c wurden für  $\alpha_1 = 45^\circ$  berechnet, wobei der Vektor der elektrischen Feldstärke  $E$  einmal senkrecht zur Einfallsebene und zum anderen parallel dazu liegt. Aufgetragen sind die Beträge des Transmissionsfaktors  $t$  und des Reflexionsfaktors  $r$  über der normierten Schichtdicke. Die Normierung erfolgte auf die Wellenlänge  $\lambda_\epsilon = \lambda_0/\sqrt{\epsilon_R'}$  im Dielektrikum. Parameter ist die relative Dielektrizitätszahl  $\epsilon_R$ .

Die Reflexion verschwindet nach [2.4] für

$$d \cdot \frac{\sqrt{\epsilon_R'}}{\lambda_0} = \frac{m}{2} \cdot \frac{\sqrt{\epsilon_R'}}{\sqrt{\epsilon_R' - \sin^2 \alpha_1}} \quad , \quad (m = 0, 1, 2 \dots) \quad (2.11)$$

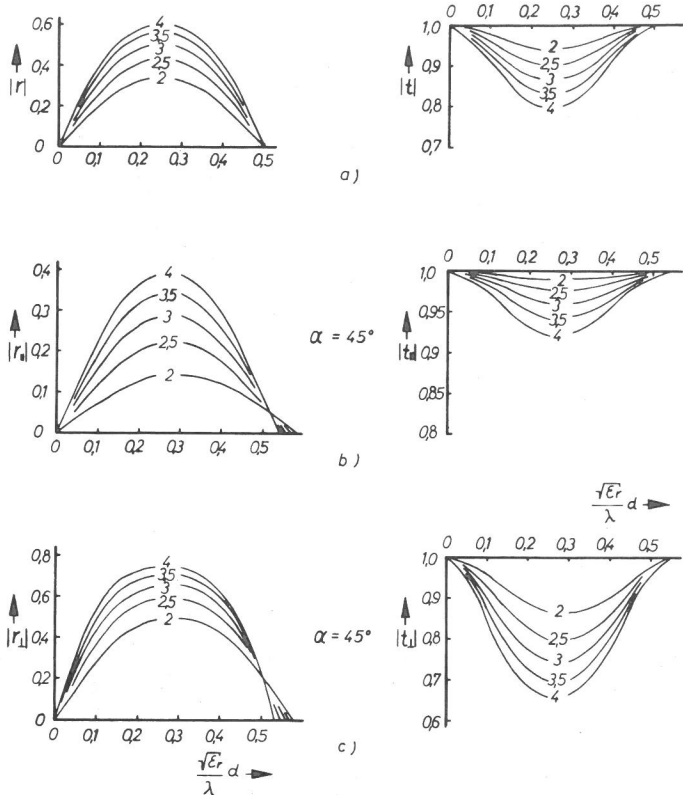
Das geschieht für  $\alpha_1 = 0$  bei Schichtdicken, die einem Vielfachen der halben Wellenlänge im Dielektrikum entsprechen. Dazwischen liegen Minima der Transmission und Maxima der Reflexion. Dort ist für senkrechten Einfall

$$|r_{\max}| = \frac{\epsilon_R - 1}{\epsilon_R + 1} \quad (2.12)$$

und

$$|t_{\min}| = \frac{2 \cdot \sqrt{\epsilon_R'}}{\epsilon_R + 1} \quad (2.13)$$





**Bild 2.1**  
 Transmission und Reflexion an dielektrischen Schichten  
 a) Einfallswinkel  $\alpha_1 = 0^\circ$   
 b) Einfallswinkel  $\alpha_1 = 45^\circ$   
    E-Vektor parallel zur Einfallsebene  
 c) Einfallswinkel  $\alpha_1 = 45^\circ$   
    E-Vektor senkrecht zur Einfallsebene

Beispiel für  $\epsilon_r = 3$ :  $r_{\max} = 0,5$  und  $t_{\min} = 0,866$ .

Geht man von einem plattenförmigen Prüfobjekt aus, so werden im allgemeinen seine Abmessungen in einer Ebene senkrecht zur Ausbreitungsrichtung der Wellen groß gegen die benutzte Wellenlänge sein. In Ausbreitungsrichtung kann die Dicke einen Bereich weniger als eine Wellenlänge in dem betreffenden Werkstoff bis zu mehreren Wellenlängen betragen. Inhomogenitäten, z. B. Fehler, Werkstofftrennungen, Einschlüsse, stellen sich als abrupte, oder innerhalb eines begrenzten Bereiches als kontinuierliche örtliche Veränderungen der elektrischen Eigenschaften dar. Sieht man von metallischen Einschlüssen ab, so liegt nur die Änderung der Dielektrizitätszahl  $\epsilon_r$  vor.

Die Störungen bewirken in der Struktur des Wellenfeldes Abweichungen gegenüber dem ungestörten Fall. Sind die Abmessungen der Grenzflächen von Inhomogenitäten groß gegen die Wellenlänge, so sind unter Benutzung der bereits erwähnten optischen Gesetze für Brechung, Reflexion und Transmission in Abhängigkeit von der einfallenden Welle die reflektierten und gebrochenen Anteile zu berechnen.

Liegen die Abmessungen von Inhomogenitäten in der Größenordnung der Wellenlänge, dann ist die Beeinflussung des Feldes als Streuvorgang zu behandeln. Damit ist eine Änderung der Richtungsverteilung einer Welle gemeint.

Die Ermittlung des Streufeldes eines beliebigen Objektes als Funktion der einfallenden Welle beinhaltet erhebliche ma-

thematische Schwierigkeiten. Nur für einfache Formen wie Kugel und Zylinder sind exakte Lösungen angebar (z. B. [2.3, 2.5]). Es fehlt jedoch nicht an Versuchen, auch für komplizierter gestaltete Gebilde theoretische Lösungen zu entwickeln (z. B. [2.6]).

Die Übertragung von Streuproblemen auf die Verhältnisse, wie sie in der zerstörungsfreien Prüfung vorliegen, verursacht zusätzliche Schwierigkeiten. Das ist damit zu begründen, daß sich das streuende Objekt im allgemeinen innerhalb des zu prüfenden Teils befindet. Dieses wiederum ist in einem Wellenfeld angeordnet. Die Verzerrungen des Feldes sind meßtechnisch jedoch nur außerhalb des Prüfobjektes zu erfassen. Bei der Ermittlung der Feldverteilung ist also zusätzlich der Einfluß von zwei Grenzflächen – beispielsweise wenn es sich um plattenförmige Prüflinge handelt – mit in die Betrachtungen einzubeziehen.

Aus den Ergebnissen von theoretischen Überlegungen mit der eben skizzierten Aufgabenstellung lassen sich Aussagen über die Nachweisempfindlichkeit für Inhomogenitäten ableiten. Im Rahmen der vorgesehene Untersuchungen mußte wegen des zu erwartenden Umfangs auf eine eingehende Behandlung dieser theoretischen Fragen verzichtet werden.

Im Zusammenhang mit den experimentellen Versuchen zur Ermittlung der Eigenschaften von Antennen wird im Abschnitt 4.3 über die Wirkung von Kanten von dielektrischen Platten berichtet. Die Behandlung mit den üblichen Methoden der Beugungstheorie [2.2, 2.3] ist nicht zulässig, weil eine Reihe der Annahmen für die Randbedingungen für diesen Fall, der jedoch im Bereich der Anwendung in der zerstörungsfreien Prüfung typisch ist und einen modellhaften Charakter hat, nicht erfüllt sind.

### 3. Versuchs- und Prüfanordnungen

#### 3.1 Einführung

Eine Anordnung zur Durchführung von Versuchen und Prüfungen besteht aus einer Reihe von Mikrowellengeräten und -komponenten. Weiter sind im allgemeinen zusätzliche elektronische Geräte für den Betrieb erforderlich. Der Umfang und die Komplexität einer solchen Anordnung wird wesentlich durch die Prüfaufgabe bestimmt. Es hängt also sowohl von der Art des Prüfobjektes wie auch von den gewünschten Informationen hierüber ab, wie das Konzept auszusehen hat und welcher Aufwand in gerätetechnischer Hinsicht notwendig und sinnvoll ist.

Anhand eines Beispiels sollen die wesentlichen Gesichtspunkte dargestellt werden. Zur Veranschaulichung dient die Prinzipschaltung einer Transmissionsmessung in *Bild 3.1*. Folgende Teile bzw. Bereiche sind erkennbar:

1. Der Mikrowellengenerator zur Erzeugung der benötigten Leistung sowie Leitungen und Komponenten zur Einstellung von vorzugebenden Betriebsbedingungen.
2. Die Sendeantenne SA zur Abstrahlung der Leistung in den freien Raum.
3. Das Prüfobjekt, das sich zumindest teilweise in dem von der Sendeantenne abgestrahlten Mikrowellenfeld befindet.
4. Die Empfangsantenne EA, die so angeordnet ist, daß sie

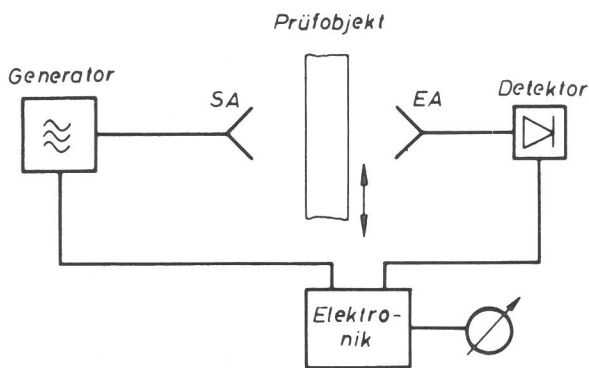


Bild 3.1  
Prinzip einer Mikrowellenprüfanordnung

Energie aus einem vom Prüfobjekt beeinflussten Bereich des Feldes der Sendeantenne aufnehmen kann.

5. Leitungen und Komponenten zur Feststellung und auch Messung der von der Empfangsantenne aufgenommenen Leistung.
6. Elektronische Geräte und Baugruppen zur Verarbeitung und Ausgabe der Signale sowie zur Steuerung des Versuchs- bzw. Prüfablaufs.

Die unter den Punkten 1., 2., 4. und 5. aufgeführten Mikrowellengeräte und -komponenten sind beispielsweise durch die Wahl des Frequenzbandes und auch durch das mit der Prüfaufgabe festgelegte Verfahren der Signalauswertung vorgegeben. Bei den unter 6. genannten elektronischen Geräten wird im allgemeinen eine konventionelle Technik angewandt.

Die gesamte Versuchs- bzw. Prüfanordnung wird zweckmäßig in zwei Bereiche gegliedert:

Der erste Bereich umfaßt die Sende- und Empfangsantenne mit dem Prüfobjekt. Gemeint ist hier die gesamte räumliche Anordnung. Die Antennen vermitteln den Übergang von der leitungsgebundenen zur freien Ausbreitung der Wellen und umgekehrt. Aufgrund der Strahlungscharakteristiken ergibt sich in ihrer Umgebung eine bestimmte Feldverteilung. In einem räumlichen Gebiet mit hierdurch vorgegebener Größe findet eine Wechselwirkung mit dem Prüfobjekt statt. Durch Brechung, Reflexionen und Streuungen werden Veränderungen des ursprünglichen Feldes bewirkt.

Beispielsweise das Auflösungsvermögen für Inhomogenitäten hängt wesentlich von den Antenneneigenschaften und von den Abständen zum Prüfobjekt ab. Im 4. Abschnitt wird hierüber ausführlich berichtet.

Die Sende- und Empfangsantenne können identisch sein. Es sind auch Anordnungen denkbar, die eine Sende- und mehrere Empfangsantennen enthalten.

Im zweiten Bereich findet man die Mikrowellenschaltung sowie die zum Betrieb notwendigen elektronischen Geräte und Baugruppen. Hier wird, wie bereits erwähnt, die Art der Aufbereitung und Ausgabe der vom Prüfobjekt gelieferten Informationen als Signale festgelegt.

### 3.2 Bereich Antenne mit Prüfobjekt

Im vorhergehenden Abschnitt wurde der Bereich Antennen-Prüfobjekt als in sich geschlossenes Teil einer Versuchsanordnung dargestellt. Innerhalb dieses Bereiches gibt es mehrere

Möglichkeiten der räumlichen Anordnung der Antennen, bezogen auf das Prüfobjekt. Zur Veranschaulichung wird hier wie auch bei anderen Gelegenheiten eine optische Betrachtungsweise benutzt und die Ausbreitung der Mikrowellen durch Strahlen beschrieben.

Es sollen folgende Festlegungen getroffen werden:

1. Eine Transmissionsmessung liegt dann vor, wenn das Prüfobjekt in den Strahlengang von der Sendeantenne zur Empfangsantenne eingefügt wird (Bild 3.2). Das Prüfobjekt trennt räumlich die Sende- von der Empfangsantenne. Es ist dabei nicht unbedingt erforderlich, daß ohne Prüfobjekt der Strahl von der Sendeantenne direkt zur Empfangsantenne gerichtet ist. Beispielsweise kann das dann der Fall sein, wenn von der Empfangsantenne im wesentlichen nur die von Inhomogenitäten im Prüfobjekt gestreute Energie aufgenommen werden soll.

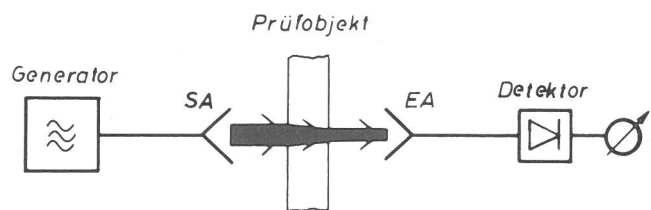


Bild 3.2  
Prinzip der Transmissionsmessung

2. Um eine Reflexionsmessung handelt es sich, wenn die vom Prüfobjekt reflektierten Strahlen zur Empfangsantenne gelangen (Bild 3.3). Sende- und Empfangsantenne befinden sich auf derselben Seite, bezogen auf das Prüfobjekt. Sie können gegebenenfalls identisch sein. Ist die Rückseite des Prüfobjektes mit einem metallischen Werkstoff belegt, so erfolgt dort eine Totalreflexion. Abgesehen von den dielektrischen Verlusten tritt die gesamte eingestrahlte Leistung an der sendeantennenseitigen Grenzfläche wieder aus. Ohne Anwesenheit eines Prüfobjektes sind Sende- und Empfangsantenne normalerweise voneinander entkoppelt, wenn nicht der Strahlengang über eine reflektierende Fläche beide Antennen miteinander verbindet. Wie bei der Transmissionsmessung gibt es auch hier die Möglichkeit, daß die Antennen so gerichtet sind, daß im wesentlichen nur die an Inhomogenitäten gestreute Energie zur Empfangsantenne gelangt.

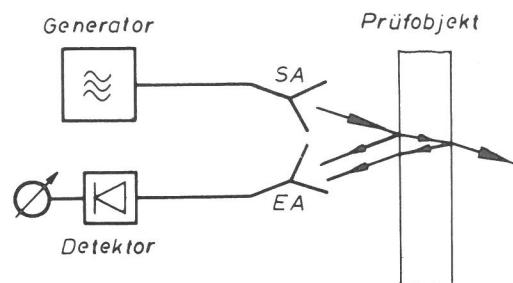


Bild 3.3  
Prinzip der Reflexionsmessung

### 3.3 Geräteanordnungen

Für die Untersuchungen an verschiedenen Prüfobjekten wurden aus Mikrowellengeräten und -komponenten sowie mit elektronischen Geräten und Baugruppen, angepaßt an die jeweilige Aufgabenstellung, verschiedene Anordnungen zusam-

mengestellt. Mit einigen beispielhaften Beschreibungen sollen Funktion und Wirkungsweise erläutert werden. Soweit bei Versuchsdurchführungen Besonderheiten auftraten, wird in dem jeweiligen Abschnitt darauf hingewiesen.

Die benutzten Schaltungen und Anordnungen sind im Bereich der Mikrowellen Stand der Technik. Auf die Darstellung der Grundlagen kann daher verzichtet werden. Diese sind u. a. in [3.1, 3.2, 3.3, 3.4] zu finden.

Bei dieser Gelegenheit soll erwähnt werden, daß im Bereich der Mikrowellen-Meßtechnik in neuerer Zeit Verfahren entwickelt wurden, die nicht auf der Verwendung von stationären bzw. quasistationären Signalen beruhen. Gemeint ist hiermit, daß anstelle von dauernd anliegenden Signalen mit festen Frequenzen ein sehr kurzer und dementsprechend breitbandiger Impuls mit einer Länge in der Größenordnung von einigen  $10^{-10}$  s benutzt wird. Die Signalanalyse erfolgt im Zeitbereich. Nach vorliegenden Veröffentlichungen (z. B. [3.8, 3.9]) ist mit einer aufwendigen Gerätetechnik ein Frequenzbereich bis etwa 18 GHz zu erfassen.

Als Informationen über ein Prüfobjekt sind grundsätzlich die Amplitude und die Phase eines von der Empfangsantenne an die angeschlossene Schaltung abgegebenen Mikrowellensignals auszuwerten. Die Bezugswerte werden im allgemeinen von der sendeseitigen Schaltung bereitzustellen sein.

Eine Reihe versuchstechnischer Schwierigkeiten war der Grund, nur die Signalamplitude zur Bewertung heranzuziehen. Einmal erfordert eine direktanzeigende Phasenmeßeinrichtung in dem benutzten Frequenzbereich einen sehr hohen Aufwand, außerdem war bei einer Transmissionsmessung infolge der vorhandenen übrigen Versuchseinrichtungen für die zeilenweise Abtastung des Prüfobjektes eine direkte Verbindung zwischen Send- und Empfangsseite schwierig zu bewerkstelligen. Im Abschnitt 3.3.2 wird eine weitere Begründung dafür gegeben, die Phaseninformation im Rahmen der durchgeführten Versuche nicht auszunutzen. Es soll damit jedoch von vornherein nicht ausgeschlossen werden, daß es Fälle gibt, in denen die Phase sinnvoll auszuwerten ist.

### 3.3.1 Anordnung mit fester Frequenz

Mit der ersten zu beschreibenden Anordnung ist gleichzeitig eine Transmissions- und Reflexionsmessung durchführbar. Diese Mikrowellenschaltung (Bild 3.4) wie auch die übrigen wurden mit Komponenten aus dem Hohlleiterband IEC-R 320 in dem Frequenzbereich 26,5 bis 40 GHz ausgeführt. Der Generator G ist über ein Dämpfungsglied DG oder eine Richtungsleitung mit der nachfolgenden Schaltung verbunden.

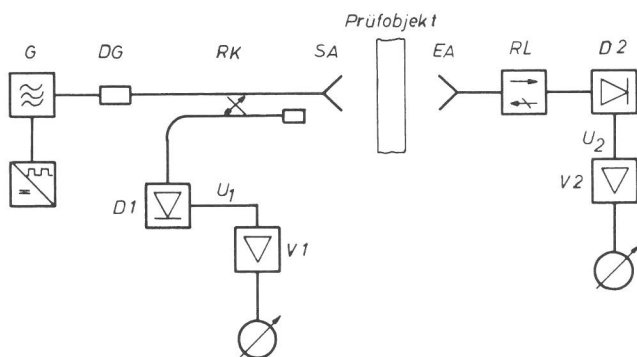


Bild 3.4 Anordnung zur gleichzeitigen Messung der Transmission und der Reflexion

Diese Entkopplung soll Zieherscheinungen des Generators infolge wechselnder Lastbedingungen verhindern. Über den Richtkoppler RK wird entsprechend der Kopplungsdämpfung ein Anteil der von der angeschlossenen Sendeantenne SA reflektierten Leistung der Diode D 1 zugeführt. Diese reflektierte Leistung setzt sich aus zwei Anteilen zusammen; die Feldgrößen überlagern sich vektoriell. Der erste Anteil wird vom Prüfobjekt reflektiert und der zweite von einer gegebenenfalls vorhandenen Fehlanpassung der Antenne verursacht.

Die von der Empfangsantenne EA aufgenommene Leistung gelangt über eine Richtungsleitung RL oder ein Dämpfungsglied zur Diode D 2. Die Dioden D 1 und D 2 richten die anliegenden Mikrowellensignale gleich. Die Signalgleichspannungen  $U_1$  und  $U_2$  werden soweit erforderlich in  $V_1$  und  $V_2$  verstärkt und zur Auswertung auf anzeigende bzw. registrierende Geräte gegeben.

Stehen aus versuchstechnischen Gründen nur kleine Mikrowellenleistungen zur Verfügung, dann wird die Ausgangsleistung des Generators zweckmäßig rechteckmoduliert [3.1]. Für die Tastung wird im allgemeinen eine Frequenz von 1 kHz benutzt. In  $V_1$  bzw.  $V_2$  wird das niederfrequente Signal selektiv verstärkt und anschließend gleichgerichtet. Dieses Verfahren erlaubt es, alle Schwierigkeiten, die mit der Verstärkung von kleinen Gleichspannungen verknüpft sind, zu vermeiden.

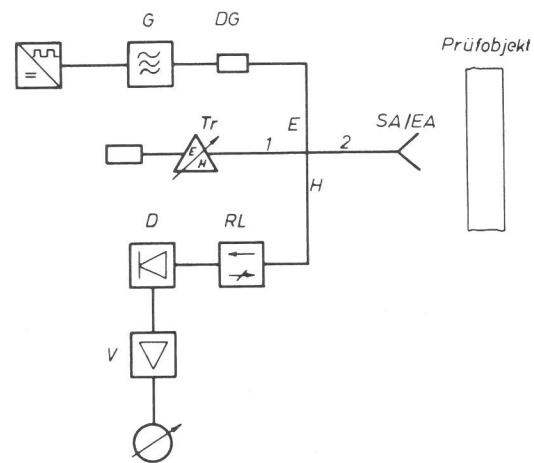


Bild 3.5 Anordnung mit Magischem T zur Reflexionsmessung

Für Reflexionsmessungen konnte die in Bild 3.5 gezeigte Anordnung eingesetzt werden. Schaltungsmäßig handelt es sich dabei um einen Doppel-T-Komparator [3.4]. Kernstück ist eine Doppel-T-Verzweigung, die im Idealfall der vollständigen Entkopplung der einzelnen Arme als Magisches T bezeichnet wird. Sind die Reflexionsfaktoren  $r_n$  ( $n = 1, 2$ ) der Tore 1 und 2 gleich, dann ist an der Diode D keine Signalspannung vorhanden. Diese Einstellung ist mit Hilfe des Anpassungstransformators  $Tr$  vorzunehmen. Bei ungleichen Reflexionsfaktoren ist das Signal an der Diode proportional der Differenz  $|r_1 - r_2|$ .

### 3.3.2 Anwendung der Frequenzwobblung

Bei Transmissionsmessungen mit fester Frequenz an dielektrischen Platten aus Acrylglas (Plexiglas) mit Dicken von 2 bis 6 mm war eine teilweise starke Ortsabhängigkeit des Signals vorhanden. Bei der Bewegung einer Platte in Richtung

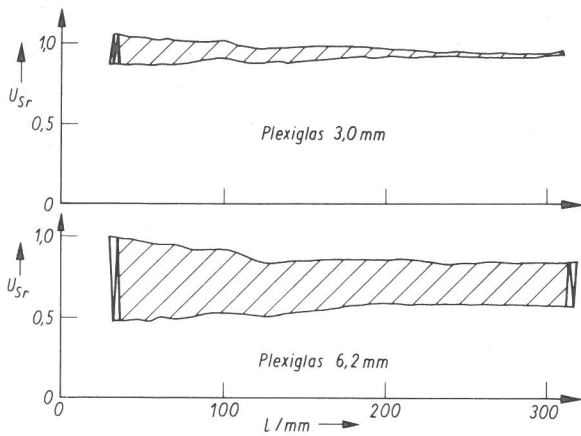


Bild 3.6  
 Transmissionsmessung an dielektrischen Platten bei fester Frequenz  $f = 35 \text{ GHz}$ , Einfluß der Ortsabhängigkeit

auf eine Antenne wurden periodisch Maxima und Minima in der Signalamplitude beobachtet, wie es das Bild 3.6 zeigt. Der Abstand zwischen zwei gleichen Extremwerten betrug eine halbe Wellenlänge. Diese Erscheinung war auf unvermeidbare Reflexionen zwischen den Antennen und dem Prüfobjekt zurückzuführen, so daß stehende Wellen auftraten. Beispielsweise in [3.5] ist vergleichbares beobachtet worden. Außerdem war die Struktur der Antennenfelder nicht ohne Einfluß auf den Verlauf.

Diese Ortsabhängigkeit des Signals war für die vorgesehenen Untersuchungen an verschiedenen Prüfobjekten störend. Durch Wobblung der Generatorfrequenz ließ sich diese weitgehend unterdrücken. Das Verfahren beruht darauf, daß die elektrische Weglänge – ausgedrückt in Wellenlängen – in der Versuchsanordnung verändert wurde.

In einer Patentschrift [3.6] ist das Prinzip beschrieben worden. Die Weglängenänderung wurde dadurch erreicht, daß bei fester Frequenz im Strahlengang eine dielektrische Platte mit veränderlicher Dicke kontinuierlich bewegt wurde. Die dort angegebene Dimensionierung war jedoch mit einem grundsätzlichen Fehler behaftet.

Bei einer zeitlichen Veränderung der elektrischen Weglänge schwankt das Ausgangssignal entsprechend. Wird hierüber der Mittelwert gebildet, so enthält dieser die gewünschte Information über das Prüfobjekt. Die minimale Verschiebung sollte mindestens eine halbe Wellenlänge betragen. Der minimale Wobbelhub ergibt sich bei einer elektrischen Weglänge  $L$  zwischen Prüfobjekt und Generator bzw. Demodulator-diode  $D$  zu

$$\Delta f = \frac{1}{2} \cdot \frac{c}{L} \quad (3.1)$$

$c \approx 3 \cdot 10^8 \text{ m/s}$  Lichtgeschwindigkeit

Die elektrische Weglänge setzt sich aus den Teillängen außerhalb und innerhalb der Hohlleiterkomponenten zusammen. Innerhalb der Hohlleiter ist die Frequenzabhängigkeit der Wellenlänge zu beachten [3.3]. Für einen Wobbelhub  $\Delta f = 3 \text{ GHz}$  wird  $L = 50 \text{ mm}$ . Dieser Wert wurde in den Versuchsanordnungen teilweise erheblich überschritten.

Bild 3.7 zeigt die Anordnung für die Messung der Transmission und der Reflexion mit Frequenzwobblung. Der Generator  $G$  wird mit einer Dreiecksspannung moduliert, die Frequenz beträgt etwa  $80 \text{ Hz}$ . Die Amplitude bestimmt den

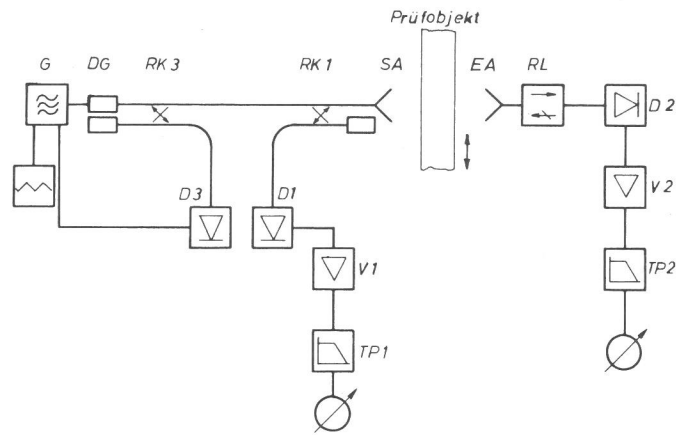


Bild 3.7  
 Anordnung mit Frequenzwobblung zur gleichzeitigen Messung der Transmission und der Reflexion

Wobbelhub  $\Delta f$ . Der Richtkoppler  $RK 3$  mit der angeschlossenen Diode  $D 3$  bildet mit der übrigen Generatorschaltung einen Regelkreis zur Konstanzhaltung der Ausgangsleistung. Die übrige Schaltung entspricht der des Bildes 3.4. Zusätzlich ist den Verstärkern  $V 1$  bzw.  $V 2$  jeweils ein Tiefpaß  $TP 1$  bzw.  $TP 2$  zur Mittelwertbildung nachgeschaltet.

Bei der Erprobung der Anordnung zeigte es sich, daß die Diodenhalterungen und die Dioden in ihren Eigenschaften stark frequenzabhängig waren. Die einzelnen Exemplare wiesen, wie es durch Messungen außerhalb dieser Apparatur kontrolliert wurde, teilweise erhebliche Unterschiede auf. Das hatte zur Folge, daß trotz der Pegelregelung die Ausgangssignale der Dioden  $D 1$  und  $D 2$  bereits bei Abwesenheit eines Prüfobjekts frequenzabhängig schwankten. Es war daher notwendig, die Einstellung der Mittenfrequenz und des Wobbelhubs so vorzunehmen, daß dieser Einfluß möglichst gering blieb. Der Wobbelhub betrug je nach Mittenfrequenz zwischen  $2,5$  und  $3 \text{ GHz}$ .

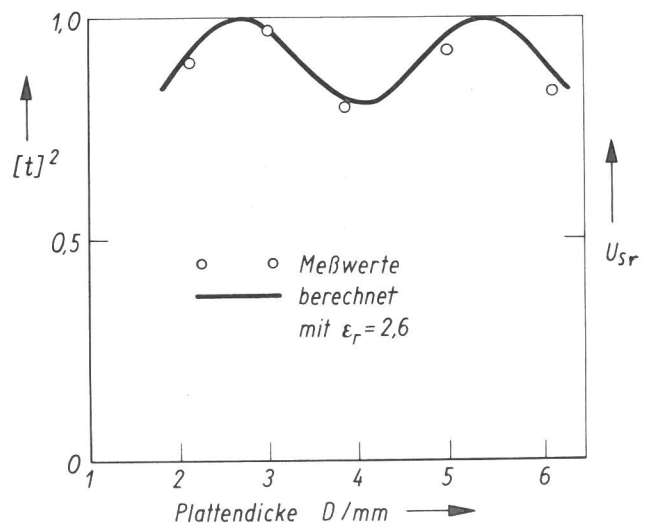


Bild 3.8  
 Transmissionsmessung an dielektrischen Platten mit gewobblener Frequenz

Die Wirksamkeit des Wobbelverfahrens konnte durch Transmissionsmessungen an den bereits erwähnten Acrylglasplatten mit Dicken von  $2$  bis  $6 \text{ mm}$  bestätigt werden. In Bild 3.8 sind die Ergebnisse dargestellt. In Abhängigkeit von der Plat-

tendicke  $d$  sind die normierten Werte der Signalspannung  $U_{Sr}$  und des nach [2.4] berechneten Verlaufs des quadrierten Betrages des Transmissionsfaktors aufgetragen. Wegen der quadratischen Diodenkennlinie im Bereich kleiner Leistungen ist die von ihnen gelieferte Signalspannung proportional zur Intensität.

Im Hinblick auf die Diskussion über die Auswertung der Phaseninformation ist zu erwähnen, daß durch die Frequenzwobbelung mit anschließender Mittelwertbildung im niederfrequenten Bereich nur noch die Amplitudeninformation zur Verfügung steht.

### 3.3.3 Mikrowellen-Interferometer

Die Anwendung einer Mikrowellen-Interferometer-Anordnung (Frequency-Domain-Interferometer FDI) im Bereich der zerstörungsfreien Prüfung wurde in [3.7] beschrieben. Das Gerätekonzept sowie die theoretischen Grundlagen wurden ausführlich dargestellt. Die Autoren gaben an, daß ein größerer Informationsgehalt der Signale gegenüber den herkömmlichen Verfahren zu erreichen wäre.

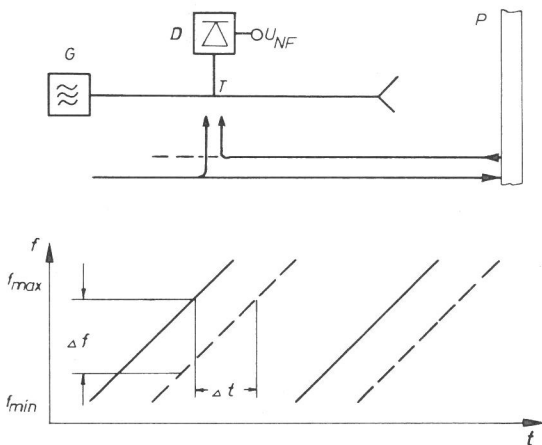
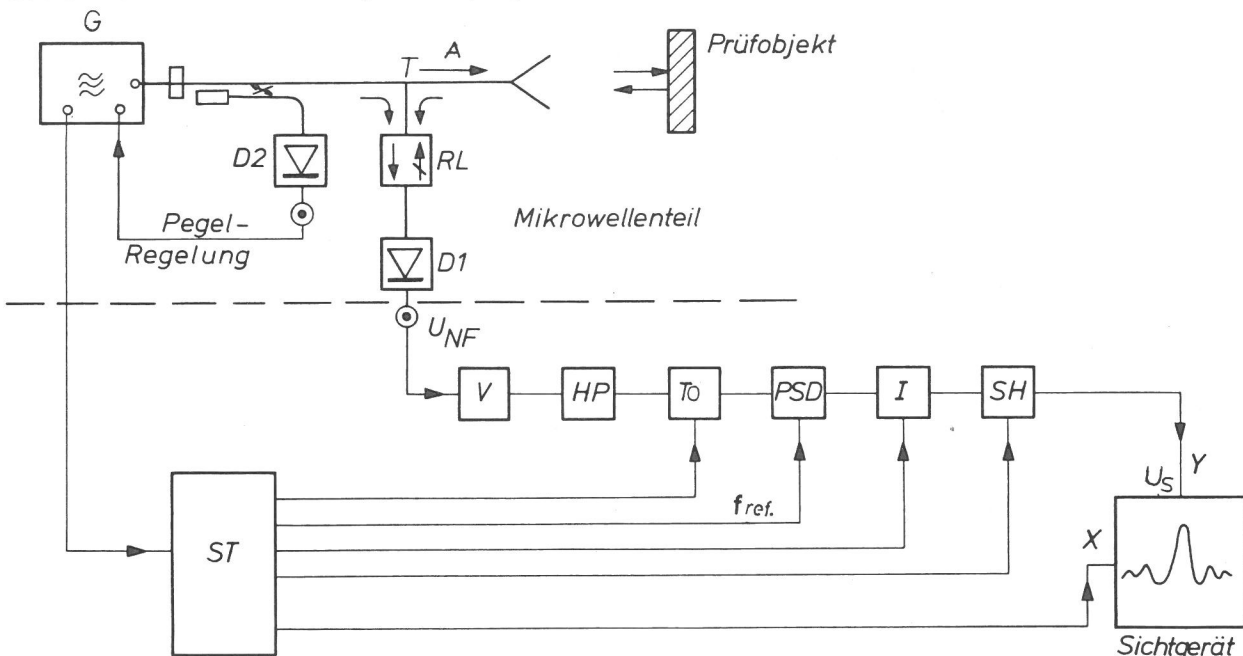


Bild 3.9  
Zum Prinzip des Mikrowellen-Interferometers (FDI)

Bild 3.10  
Blockschaltbild des Mikrowellen-Interferometers (FDI)



Das Verfahrensprinzip soll mit Hilfe von *Bild 3.9* erläutert werden. Der Mikrowellen-Wobbelgenerator G liefert eine Leistung mit einer Frequenz, die sich innerhalb des Wobbelhubs linear mit der Zeit ändert. Infolge unterschiedlicher Laufzeiten – bedingt durch den direkten Weg oder den Umweg über Antenne A, Prüfbild und zurück – liegen an der Mikrowellendiode D gleichzeitig zwei Frequenzen an, die sich im Idealfall um den konstanten Betrag  $\Delta f$  unterscheiden. Infolge von Mischeffekten in der Diode steht ein entsprechendes niederfrequentes Signal  $U_{NF}$  am Ausgang der Diodenfassung an. Für die gebräuchlichen Gerätedaten und Weglängen liegt die Frequenz in der Größenordnung von 1 bis zu mehreren kHz. Eine Analyse nach Betrag und Phase liefert Informationen über das Prüfbild.

Ein Blockschaltbild der erstellten Anordnung gibt das *Bild 3.10* wieder. Da die Funktion des Mikrowellenteils bereits besprochen wurde, beschränken sich die folgenden Ausführungen auf die Auswertung der Signalspannung  $U_{NF}$ .

Im Vorverstärker V wird die Amplitude angehoben. Das Hochpaßfilter HP unterdrückt im Signal die Anteile, die durch die Taktfrequenz der Wobbelung bedingt sind. Das Tor  $T_o$  ist nur während des Wobbelhubs geöffnet. Das vom phasempfindlichen Gleichrichter PSD abgegebene Signal wird vom Integrator I während eines Wobbelhubs integriert, an dessen Ende wird die Ausgangsspannung von I von einer Sample/Hold-Schaltung SH übernommen und nahezu bis zum Ende des nächsten Wobbelhubs gespeichert. Die Anzeige erfolgt auf einem Sichtgerät (Bildschirm oder xy-Schreiber). Das Steuerteil ST erhält als Bezugssignal vom Wobbelgenerator G die Taktfrequenz des Wobbelhubs. Es ist in einer gemischten digitalen und analogen Technik aufgebaut. Es gibt an das Tor  $T_o$ , den Integrator I und an die Sample/Hold-Schaltung SH die erforderlichen Steuersignale ab. Für den phasempfindlichen Gleichrichter PSD liefert es mit einstellbarer Phase die Referenzfrequenz  $f_{ref}$ . Diese ist während eines Wobbelhubs konstant, wird jedoch in 256 Schritten zwischen einem unteren und einem oberen Grenzwert – beide können vorgegeben werden – durchgestimmt. Für die X-Achse des Sichtgerätes ist dem Steuerteil ferner eine Spannung proportional zur Referenzfrequenz zu entnehmen.

Die Anzeige  $U_S = \Phi(f_{\text{ref}})$  auf dem Sichtgerät hat für einen idealen Reflektor und unter idealen Bedingungen in der Versuchsanordnung einen Verlauf, der von der Phaseneinstellung des Referenzsignals  $f_{\text{ref}}$  abhängig ist. Für  $\varphi = 0^\circ$  bzw.  $180^\circ$  kann  $U_S$  durch die Funktion

$$\pm \frac{\sin x}{x} \quad (3.2)$$

und für  $\varphi = 90^\circ$  bzw.  $270^\circ$  durch die Funktion

$$\pm \frac{\cos x - 1}{x} \quad (3.3)$$

beschrieben werden. Hierin ist  $x$  proportional zu  $(\Delta f - f_{\text{ref}})$ . Eine Modifikation der Anordnung bewirkt die Unterdrückung der Phaseninformation, so daß

$U_S$  proportional zu  $\left| \frac{\sin x}{x} \right|$  wird.

Unzulänglichkeiten in der Mikrowellenanordnung verursachen Abweichungen vom idealisierten Verlauf. Die Richtungsleitung RL vor der Diode D 1 mußte über den gesamten Frequenzbereich des Wobbelhubes mindestens eine Sperrdämpfung von 20 dB aufweisen, um Mehrfachreflexionen an der Diodenfassung zu unterdrücken. Weitere Reflexionsstellen verursachten geringere Störungen im Signalverlauf. Die teilweise starke Frequenzabhängigkeit der Eigenschaften der Diodenhalterungen mit den Dioden D 1 und D 2 war ebenfalls zu beachten. Mit ausgesuchten Exemplaren war es möglich, über einen Wobbelhub von etwa 8 GHz größere Schwankungen in der Signalspannung  $U_{\text{NF}}$  zu vermeiden. Als Antennen wurden sowohl ein Hornstrahler als auch ein Hornstrahler mit vorgesetzter Linse verwendet. Über die Eigenschaften dieser Anordnungen wird ausführlich in Abschnitt 4 berichtet. Messungen an plattenförmigen Prüfobjekten mit künstlichen Fehlern zeigten keine so gute Auflösung wie mit den Anordnungen gemäß Bild 3.7. Das ist darauf zurückzuführen, daß der Abstand von der Antenne zum Prüfobjekt größer gewählt werden mußte, als es aufgrund der Antenneneigenschaften zweckmäßig gewesen wäre.

Anwendungen für eine Prüfanordnung nach dem beschriebenen Prinzip zeichnen sich dort ab, wo sehr dickwandige Objekte zu prüfen sind, in denen sich großflächige Fehler befinden. Deren Abmessungen müssen in der Größenordnung von einem Vielfachen der Wellenlänge  $\lambda_e$  liegen. Die Tiefenlage solcher Fehler in einem Prüfobjekt ist aus dem Zeitverlauf der Signalspannung  $U_S$  zu erkennen. Weiter ergeben sich Vorteile gegenüber anderen Anordnungen, wenn größere Abstände zwischen Antenne und Prüfobjekt einzuhalten sind und keine hohe Fehlerauflösung verlangt wird. Dieses Problem wird im 4. Abschnitt besonders behandelt.

## 4. Der Bereich Mikrowellenfeld-Prüfobjekt

### 4.1 Zur Problemstellung

Häufig wird als Prüfaufgabe gestellt, in flächenhaften Objekten Inhomogenitäten nachzuweisen. Bei den Fehlern kann es sich um Materialtrennungen, Einschlüsse, Hohlräume oder auch Werkstoffveränderungen handeln. Da es im allgemeinen nicht möglich sein wird, das ganze Prüfobjekt in einer Position vom gesamten Mikrowellenfeld zu erfassen, ist beispielsweise eine zeilenförmige Abtastung notwendig. Für den Prüf-

aufwand ist die Breite einer Spur bedeutsam. Damit verknüpft ist jedoch das Auflösungsvermögen oder die Nachweisgrenze für vorhandene Inhomogenitäten. Aus physikalischen Gründen schließen sich eine breite Abtastspur und eine hohe Fehlernachweisempfindlichkeit aus. Die erforderlichen Prüfbedingungen sind von Fall zu Fall festzulegen.

Für homogene Werkstoffe wie Kunststoffplatten ist ein hohes Auflösungsvermögen durchaus angebracht, um auch feine Fehler finden zu können. Dagegen ist es nicht sinnvoll, inhomogene Werkstoffe mit hoher Empfindlichkeit zu prüfen, weil Fehler mit Abmessungen in der Größe der Eigenstruktur des Werkstoffs nicht mehr nachweisbar sind. Es sei denn, man will Aussagen über die Struktur des Werkstoffs selbst gewinnen. Als Beispiel für diesen Fall ist die Prüfung von Holzspanplatten zu erwähnen.

Im Abschnitt 3.1 erfolgte eine Unterteilung der Prüfanordnung in mehrere Bereiche. Einer davon beinhaltete eine oder mehrere Antennen – als Beispiel einer Transmissionsmessung – und den sogenannten freien Raum mit dem Prüfobjekt. Hier findet die Wechselwirkung des Mikrowellenfeldes mit einem räumlichen Ausschnitt des Prüfobjektes statt. Die räumliche Verteilung des Mikrowellenfeldes wird durch die Anwesenheit des Objektes verändert und gegebenenfalls durch Fehler – hier in einem sehr allgemeinen Sinn gemeint – gestört. Es kommt nun darauf an, diese Feldstörung oder -verzerrung mit möglichst hoher Auflösung nachzuweisen. Die Eigenschaften der Sendeantenne legen die Verteilung des Feldes im Prüfraum fest. Sende- und Empfangsantenne – beide können identisch sein – bestimmen das in einem Objekt bei einer Prüfung erfaßte Volumen.

In der weiteren Behandlung des Problems soll hier von einer Anordnung ausgegangen werden, wie sie bei der Transmissionsmessung gemäß Bild 3.1 benutzt wird. Der Übergang zu anderen Anordnungen läßt sich ohne Schwierigkeiten vollziehen. In dem aus den Antennen und dem Prüfobjekt bestehenden System wird die Größe des Prüfvolumens und die Fehlernachweisempfindlichkeit im wesentlichen durch drei Parameter bestimmt. Die Verhältnisse sind im Bild 4.1 schematisch dargestellt.

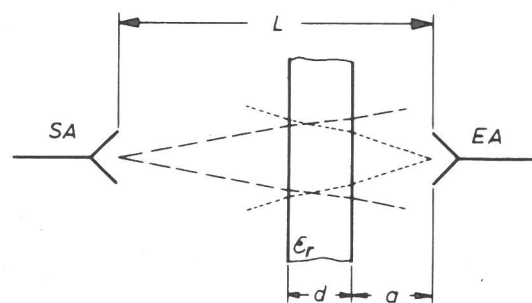


Bild 4.1

Das System Prüfobjekt-Mikrowellenfeld am Beispiel einer Transmissionsmessung; die Strahlungscharakteristiken von SA bzw. EA sind durch gestrichelte bzw. punktierte Linien angedeutet

1. Das Strahlungsfeld der Antennen.
2. Die durchstrahlte Dicke  $d$  des Objekts und seine Werkstoffeigenschaften, beschrieben durch die relative Dielektrizitätszahl  $\epsilon_r$ . Zur Vermeidung von störenden Randeffekten sollten die Abmessungen senkrecht zur Hauptstrahlrichtung groß sein.

3. Die Abmessungen der Anordnung, d. h. der Abstand der Antennen voneinander und der Ort des Prüfobjekts.

Untersuchungen an dem System Mikrowellenfeld-Prüfobjekt wurden mit verschiedenen Antennentypen und an Prüfobjekten mit künstlichen Fehlern durchgeführt. Aus den Ergebnissen sollten Aussagen abzuleiten sein, die es ermöglichen, für eine gegebene Prüfaufgabe eine optimale Anordnung festzulegen und über den prinzipiellen Verlauf des Signals bei der Abtastung eines Fehlers Angaben zu machen. Anzustreben war weiter die Dimensionierung von Anordnungen mit möglichst hoher Fehlernachweisempfindlichkeit.

## 4.2 Antennen

### 4.2.1 Einführung

Bevor auf die Eigenschaften der Antennen und auf ihre Anwendung näher eingegangen wird, ist noch eine Vorbemerkung zu machen. Die durchgeführten Untersuchungen beschränken sich auf Antennenstrukturen, die unmittelbar aus dem Rechteckhohlleiter abzuleiten waren. Das heißt, es handelte sich in jedem Fall um Strahler, in denen in einem Querschnitt senkrecht zur Ausbreitungsrichtung die Rechteckform erhalten blieb. Das soll nicht ausschließen, daß auch andere Antennenstrukturen, die z. B. aus dem Rundhohlleiter hervorgehen, für die praktische Anwendung in der zerstörungsfreien Prüfung geeignet sind. Verzichtet wurde auch auf Untersuchungen mit Spiegelantennen (s. z. B. [4.1, 4.2]), da deren Abmessungen für die genannten Anwendungen, abgesehen von Spezialfällen, zu groß sein dürften.

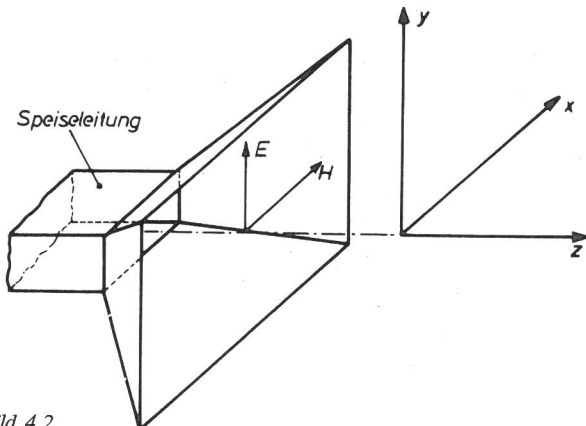


Bild 4.2  
Rechteck-Pyramidenhornstrahler

Die Grundformen der verwendeten Antennen waren ausschließlich handelsübliche Mikrowellenkomponenten. Als Beispiel ist in Bild 4.2 ein Rechteck-Pyramidenhornstrahler skizziert. Die Speiseleitung ist ein Standardrechteckhohlleiter. Aufgrund der dort vorgegebenen Ausbreitungsbedingungen ist die Polarisation der ausgestrahlten Wellen festgelegt. Die elektrischen Feldlinien verlaufen parallel zur schmalen Seite des Hohlleiters und die magnetischen Feldlinien senkrecht dazu [4.1]. Diese Polarisation gilt in gleicher Weise auch für die weiteren Antennentypen. Mit E-Ebene wird die aus der Ausbreitungsrichtung (z-Achse) und der Richtung der elektrischen Feldlinien (y-Achse) gebildete Ebene bezeichnet; die H-Ebene (xz-Ebene) ist senkrecht dazu angeordnet.

### 4.2.2 Antenneneigenschaften

Die allgemeinen Anforderungen, die an Antennen für die

Anwendung im Bereich der zerstörungsfreien Prüfung zu stellen sind, lassen sich wie folgt beschreiben:

Im Strahlungsdiagramm sollten Nebenmaxima und andere Unregelmäßigkeiten von untergeordneter Bedeutung sein. Die räumlichen Abmessungen einer Antenne sollten für den praktischen Einsatz keine wesentlichen Erschwernisse verursachen.

Die besonderen Anforderungen sind durch die jeweils vorliegende spezielle Prüfaufgabe gegeben. Beispielsweise ist für eine hohe Fehlerauflösung ein Strahlenbündel mit einem möglichst geringen Querschnitt im Prüfobjekt anzustreben.

Die Strahlungscharakteristik einer Antenne wird durch die Feldstärkeverteilung im umgebenden Raum beschrieben. Aus physikalischen Gründen ist eine Einteilung in zwei Bereiche notwendig (s. z. B. [4.1, 4.3, 4.4]).

Das Fernfeld ist dadurch gekennzeichnet, daß die Feldstärkeamplituden mit  $1/r$  abnehmen, wobei der Abstand  $r$  von der Antenne groß gegen ihre Abmessungen ist. Die relative Winkelverteilung der Feldstärke ist unabhängig von  $r$ . Die Antenne kann als punktförmiger Strahler betrachtet werden.

Im Nahfeld wird zwischen dem Blindnahfeld (reactive near-field) und dem Strahlungsnahfeld (radiating near-field) unterschieden [4.3]. Der erste Bereich umschließt unmittelbar die Antenne. Im Strahlungsnahfeld ist die relative Winkelverteilung der Feldstärke abhängig vom Abstand  $r$  von der Antenne. In diesem Fall kann nicht mehr von einer punktförmigen Strahlungsquelle ausgegangen werden.

Der Übergang vom Nahfeld zum Fernfeld wird mit guter Näherung durch die Beziehung

$$r = \frac{2 \cdot d^2}{\lambda_0} \quad (4.1)$$

beschrieben, wobei  $d$  die größte Linearabmessung der Antenne bedeutet [4.1].

Stark bündelnde Antennen lassen sich nur mit entsprechend großen Abmessungen realisieren. Für Prüfzwecke wird daher in den meisten Fällen das Nahfeld auszunutzen sein. Im Fernfeld müßten erhebliche Abmessungen der Prüfanordnung in Kauf genommen werden, die außerdem noch mit einem Verlust an Fehlerauflösung verbunden wäre, wie später noch zu zeigen sein wird.

Wie bereits im Abschnitt 3.1 erwähnt, erfolgt eine Prüfung auf Inhomogenitäten in einem Objekt in der Weise, daß die Feldverteilung außerhalb dieses Objekts bestimmt wird. Das heißt, es sind die Strahlungsdiagramme von Antennen in dem räumlichen Gebiet zu bestimmen, in dem sich auch das Prüfobjekt befindet, und es sind die Veränderungen des Feldes infolge von Inhomogenitäten festzustellen.

Das Problem der Ausmessung von Nahfeldern von Antennen und streuenden Objekten wird in [4.4] behandelt. Hierfür geeignete Sonden im Millimeterwellenbereich sind offene Hohlleiter und daraus abgeleitete Strukturen [4.4, 4.5]. Mit diesen ist eine annähernd punktförmige Abtastung des Feldes zu erreichen. Die für die Untersuchungen vorhandenen Mikrowellengeräte und -komponenten erlaubten einen unmittelbaren Anschluß der eben erwähnten Sondentypen. Im benutzten Hohlleiter-Band IEC-R 320 weist der offene Hohlleiter eine Aperturfläche von 7,1 mm x 3,55 mm auf.

Eine verbesserte Auflösung ist mit einer verkleinerten Fläche zu erzielen. Das kann dadurch geschehen, daß die Querschnittabmessungen des Hohlleiters herabgesetzt werden. Aufgrund des Hochpaßverhaltens der Hohlleiter ist eine Wellenausbreitung für den Frequenzbereich des R 320-Bandes in dem verringerten Querschnitt nicht möglich, wenn nicht durch Füllung mit einem Dielektrikum die Grenze des Durchlaßbereichs zu niedrigeren Frequenzen verschoben wird [4.6].

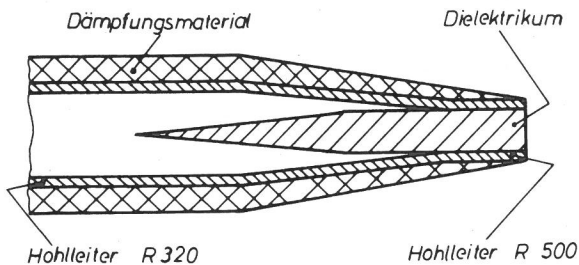


Bild 4.3  
Querschnitt einer Hohlleitersonde mit verkleinerter Öffnung

Bild 4.3 zeigt eine Hohlleitersonde, die entsprechend den Hinweisen in [4.5] aufgebaut wurde. Im Bereich des verringerten Querschnitts wurden Hohlleiter aus dem Band IEC-R 500 mit der Öffnung 4,8 mm x 2,4 mm und IEC-R 620 mit der Öffnung 3,76 mm x 1,88 mm verwendet. Als Dielektrikum diente Trolitul mit  $\epsilon_r \approx 2,6$ . Der keilförmige Abschnitt im Bereich der Hohlleiterquerschnittsänderung diente zur Vermeidung von Reflexionen in der Leitung. Jede Sonde erhielt eine Umhüllung aus Dämpfungsmaterial, um eine Störung des auszumessenden Feldes möglichst gering zu halten und Reflexionen zu unterdrücken. Die Sonden mit den Bezeichnungen A (IEC-R 500) und B (IEC-R 620) wurden zur Ausmessung sowohl von Antennenfeldern als auch von Feldern in der Umgebung eines Prüfobjektes benutzt.

#### 4.2.2.1 Antennen auf der Basis von Hornstrahlern

Für die Untersuchungen benutzte handelsübliche Hornstrahler (siehe Bild 4.1) haben einen nominellen Gewinn von 20 dB. Im Fernfeld beträgt der Öffnungswinkel der Strahlungskeule etwa  $16 - 18^\circ$  bezogen auf 3 dB-Leistungsabfall. Mit Gleichung (4.1) ergibt sich aus den Abmessungen ein Nahfeldbereich bis etwa 580 mm. Bei Untersuchungen, die sich auf den Bereich bis etwa 300 mm von der Hornöffnung erstreckten, zeigte es sich, daß die Hornantenne für Anwendungen, die eine hohe Fehlerauflösung erfordern, nicht geeignet ist. Die Bündelung des Strahles reicht hierfür nicht aus. Für die Kontrolle von Werkstoffeigenschaften, wo ein größeres Volumen zu erfassen ist, oder zur Untersuchung von im Vergleich zur Hornöffnung großflächigen Objekten sind jedoch Einsatzmöglichkeiten vorhanden.

Eine Verbesserung der Charakteristik des Hornstrahlers ist in Analogie zur Lichtoptik durch den Vorsatz von Linsen zu erreichen. Für nachrichtentechnische Übertragungszwecke ist das eine gängige Methode, wenn nicht aufgrund höherer Anforderungen Spiegelantennen mit ihren großen Abmessungen verwendet werden müssen. In den meisten Fällen ist es die Aufgabe einer solchen Linse, eine ebene Phasenfront zu erzeugen. Dimensionierungshinweise hierzu sind z. B. in [4.1] zu finden. Aus der Vielzahl der in der Mikrowellentechnik gebräuchlichen Linsen (s. z. B. [4.1, 4.2]) bot sich die Verwendung von solchen aus dielektrischen Werkstoffen aus verschiedenen Gründen an. Einmal lassen sie sich einfach

herstellen, insbesondere wenn es sich um rotationssymmetrische, plankonvexe Formen handelt. Die abtragende Bearbeitung von Polystyrol, beispielsweise auf einer Drehmaschine, bereitet keine Schwierigkeiten. Zum anderen ist es möglich, die gewünschten Brechkkräfte durch Zusammensetzen von plankonvexen Linsen mit unterschiedlichen Kennwerten zu finden.

Das Linsenprofil ist nach vergleichbaren Gesichtspunkten wie in der geometrischen Lichtoptik zu bestimmen. Es soll jedoch – wie auch schon an anderer Stelle geschehen – darauf hingewiesen werden, daß wegen der hier wesentlich größeren Wellenlängen Beugungserscheinungen an Kanten und Öffnungen einen erheblichen Einfluß haben können.

Die Gleichung für die Berandungskurve einer asphärischen, plankonvexen Linse lautet nach [4.2]

$$y^2 = (n^2 - 1) z^2 = 2 f z (n - 1) \quad (4.2)$$

Hierin bedeuten:

z die Koordinate in Richtung der Linsenachse

y die Koordinate senkrecht dazu.

Der Brechungsindex n ist aus der Dielektrizitätszahl  $\epsilon_r$  mit Gleichung 2.6 zu berechnen.

f ist der Abstand des Scheitelpunktes der gekrümmten Fläche zum Brennpunkt. Diese Linse hat die Eigenschaft, daß alle vom Brennpunkt ausgehenden Strahlen aus der planen Fläche mit gleicher Phase austreten.

Die Berechnung von sphärischen Linsen wird u. a. in [4.7] beschrieben.

Wie bereits erwähnt, wurde aufgrund seiner guten dielektrischen Eigenschaften ( $\epsilon_r \approx 2,6$  und  $\tan \delta < 10^{-3}$ ) als Werkstoff für die angefertigten Linsen Polystyrol verwendet.

In der Tabelle 4.1 sind die Daten der hergestellten plankonvexen Einzellinsen zusammengestellt. Bei der Dimensionierung wurde davon ausgegangen, daß das Phasenzentrum des Hornstrahlers kurz vor dem Übergang zum Trichter liegt [4.2]. Für die vorhandenen Antennen ergab sich daraus ein Abstand von etwa 55 mm bis zur Öffnungsebene. Der Durchmesser wurde so groß gewählt, daß Einflüsse der Halterung zu vernachlässigen waren.

Bei der Ausmessung der Strahlungsdiagramme zeigte es sich, daß sich für die asphärische Linse Nr. 4 und die sphärische Linse Nr. 2, deren Abmessungen und optische Kennwerte etwa vergleichbar sind, nur geringe Unterschiede ergaben. Aus diesem Grunde und auch wegen der etwas schwierigeren Herstellung eines asphärischen Profils wurde die sphärische Linse für die vorgesehenen Anwendungsfälle ohne Einschränkung verwendet.

Für das System Hornantenne mit Linse sind zwei unterschiedliche Strahlungsdiagramme von Interesse. Einmal sollte ein Bündel mit möglichst konstantem Querschnitt über eine größere Länge erzielt werden. Im zweiten Fall war ein Bündel mit einem minimalen Querschnitt innerhalb einer kleinen Zone in Ausbreitungsrichtung anzustreben.

Aus theoretischen Überlegungen über geführte elektromagnetische Wellen – hierfür ist auch die Bezeichnung Gaußsche Strahlen üblich – ist bekannt, daß der minimale Querschnitt eines Strahlenbündels nicht beliebig klein zu machen ist (s. z. B. [4.8]). Ein Durchmesser in der Größenordnung der verwendeten Wellenlänge  $\lambda_0$  ist nicht zu unterschreiten.



Tabelle 4.1

1. Plankonvexe Linsen

Nr.	r mm	d mm	D mm	f mm
1	40	10	50	68,8
2	50	19	80	86,0
3	60	15,5	80	103,3
4	*)	19	80	60**)

\*) Profil berechnet mit Gl. (4.2)

\*\*\*) Abstand des Brennpunktes vom Scheitel der gekrümmten Fläche

2. Zusammengesetzte Linsen

Kombination	d mm	f mm	S <sub>1</sub> mm	S <sub>2</sub> mm
1 + 1	20	38,0	31,0	31,0
1 + 2	29	43,4	34,2	32,0
1 + 3	25,5	45,6	38,5	27,2
2 + 2	38	50,1	36,1	36,1
2 + 3	34,5	53,1	41,9	30,0
3 + 3	31	57,1	46,3	46,3

r = Krümmungsradius      f = Brennweite  
 d = Linsendicke          S<sub>1</sub>, S<sub>2</sub> = Brennpunktabstände von den  
 D = Linsendurchmesser      Scheiteln der gekrümmten Flächen

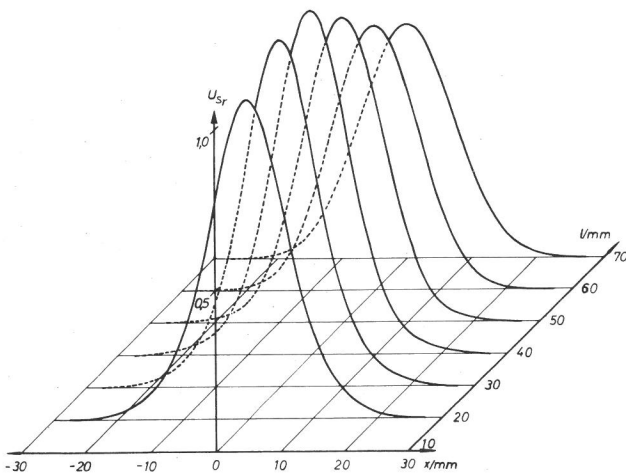


Bild 4.4  
 Feldverteilung eines Hornstrahlers mit Linse, aufgenommen in der H-Ebene, l = Abstand von der Linse

Bild 4.4 zeigt beispielhaft die Aufnahme der Feldverteilung für einen Hornstrahler mit vorgesetztem Linsensystem, bestehend aus der Kombination 2 + 2. Die Abtastung des Feldes erfolgte in der H-Ebene mit der Sonde B. Diese Sonde wurde hierzu in einer Ebene durch die Mittelachse des Antennensystems gradlinig geführt. Aus dieser Feldverteilung ist der Strahlängsschnitt zu konstruieren. Hierzu wurde die Ortskoordinate für einen Abfall der Strahlungsdichte um 3 dB gegenüber dem Maximum auf der Strahlachse in Abhängigkeit vom Abstand von der Antenne aufgetragen. Diese Darstellungsart ist nicht identisch mit dem aus dem nachrichtentechnischen Sachgebiet Antennen bekannten Richtdiagramm.

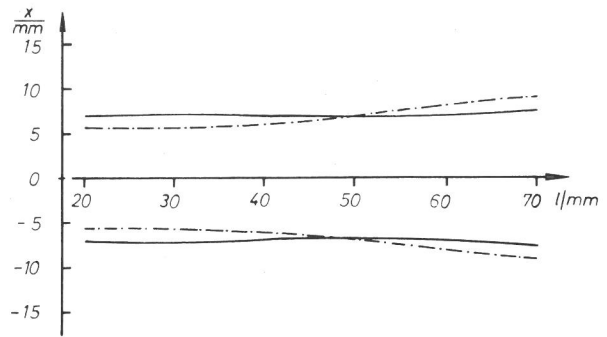


Bild 4.5  
 Strahlängsschnitte in der H-Ebene  
 — Horn mit Linsen 4 + 2  
 - - - Horn mit Linsen 1 + 3

Die ausgezogenen Linien in Bild 4.5 gelten für eine Anordnung, in der Linsendaten und Linsenabstand von der Hornantenne so gewählt wurden, daß die Strahltaile möglichst schwach ausgeprägt ist. Die gestrichelten Linien beschreiben das Ergebnis für eine Anordnung mit einer Strahltaile in etwa 30 mm Abstand von der Linse. Ein kleinerer Durchmesser wäre noch zu erzielen gewesen. Dieser würde sich jedoch noch dichter vor der Linse befinden. Für die praktische Anwendung, insbesondere wenn Prüfobjekte größerer Dicke untersucht werden sollen, ist das jedoch ungünstig, weil in unmittelbarer Nähe der Linse die Feldverteilung sehr stark inhomogen wird.

4.2.2.2 Antennen auf der Basis von offenen Hohlleitern

Ein Hohlleiter erzeugt an seinem offenen Ende eine hauptsächlich in Richtung seiner Achse gebündelte Strahlung. Für die H<sub>10</sub>-Welle ergibt sich im Fernfeld ein frequenzabhängiger Gewinn G von etwa 6 dB [4.1, 4.2]. Der Öffnungswinkel hat im Vergleich zum Hornstrahler mit einem Gewinn von 20 dB etwa einen Wert von 60°. Die Öffnung in der Größe 7,11 mm x 3,55 mm erlaubt jedoch bereits eine annähernd punktförmige Abtastung eines Feldes, wie es bereits vorher bei der Beschreibung der Sonden erwähnt wurde.

In Bild 4.6 ist der in der H-Ebene gemessene Strahlängsschnitt für einen offenen Hohlleiter aufgezeichnet (ausgezogene Linie).

Eine Verringerung des Öffnungswinkels erschien wünschenswert, um eine möglichst hohe Auflösung für Inhomogenitäten

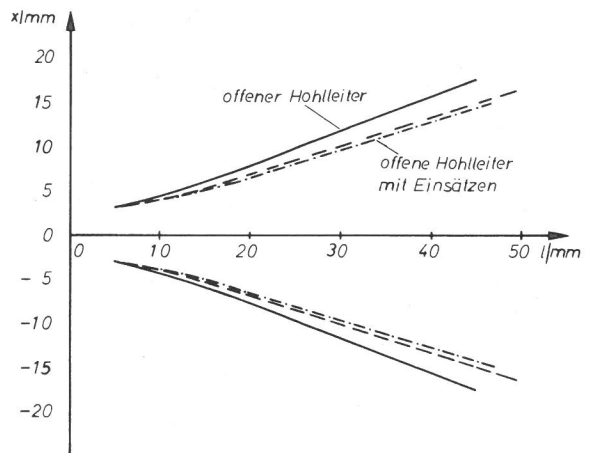
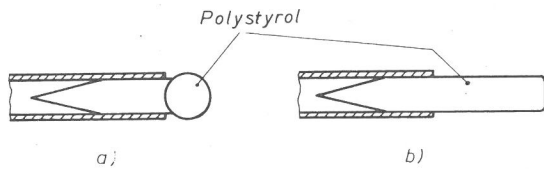


Bild 4.6  
 Strahlängsschnitte in der H-Ebene

ten zu erzielen. Hierzu wurden die in *Bild 4.7* skizzierten Anordnungen untersucht. In *Bild 4.7 a* wurde vor die Hohlleiteröffnung ein linsenähnliches Gebilde aus Polystyrol gesetzt. Um Reflexionen – vom Hohlleiter aus gesehen – möglichst gering zu halten, wurde die Linse fest mit einem keilförmigen Einsatz verbunden.



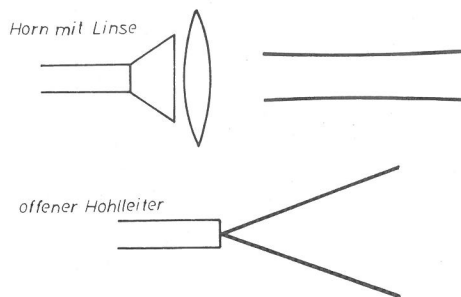
*Bild 4.7*  
Hohlleiter mit dielektrischen Einsätzen

Die Anordnung nach *Bild 4.7 b* entspricht einem dielektrischen Stabstrahler [4.1, 4.2]. In ähnlicher Form finden solche Antennen für nachrichtentechnische Zwecke Verwendung.

In beiden Fällen wurden Abmessungen und Form variiert, um eine optimale Bündelung zu erzielen. Die Ergebnisse für die H-Ebene sind in *Bild 4.6* eingetragen. Die gestrichelte Linie gilt für die linsenähnliche und die strich-punktierte Linie für die Stabstruktur. Eine verbesserte Strahlbündelung gegenüber dem offenen Hohlleiter ist bei beiden Anordnungen festzustellen. Jedoch ist ihre Verwendungsmöglichkeit eingeschränkt. Im Gegensatz zum offenen Hohlleiter läßt sich der Abstand zu einem Prüfobjekt nicht beliebig klein machen, weil in der unmittelbaren Umgebung der dielektrischen Teile die Felder sehr inhomogen sind. Diese Anordnungen haben also einen ausgeprägten Nahfeldbereich. Modellversuche an künstlichen Fehlern zeigten, daß die Signalverläufe erheblich verzerrt sind. Werden entsprechende Abstände eingehalten, so geht der Vorteil der besseren Strahlbündelung wieder verloren. Auch in Verbindung mit Linsen, wie sie beim Hornstrahler erwähnt wurden, ergaben sich keine Verbesserungen gegenüber den im vorhergehenden Abschnitt beschriebenen Anordnungen.

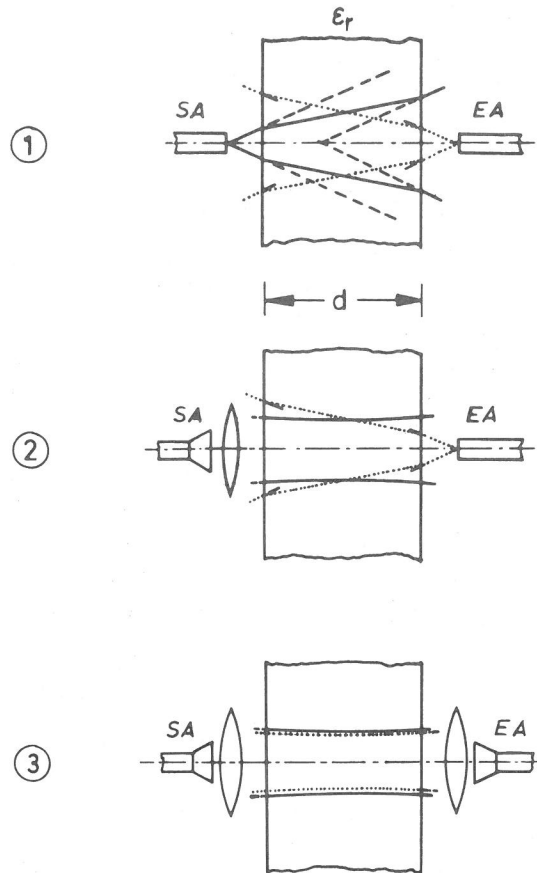
#### 4.2.3 Prüfobjekt im Mikrowellenfeld

Um über die Verteilung des Mikrowellenfeldes in einem beliebigen Prüfobjekt Einsicht zu gewinnen, ist es zweckmäßig, von den ermittelten Strahlängsschnitten auszugehen. In *Bild 4.8* ist für die beiden bevorzugt zu verwendenden An-



*Bild 4.8*  
Schematische Darstellung der Strahlängsschnitte vom Horn mit Linse und offenem Hohlleiter

ten, Hornstrahler mit Linse und offener Hohlleiter, eine schematische Darstellung aufgezeichnet. Für die Transmissionsmessung lassen sich diese in bezug auf ein Prüfobjekt in mehrfacher Weise kombinieren. In *Bild 4.9* sind die infrage kommenden Anordnungen dargestellt. In der Anordnung (1)



*Bild 4.9*  
Antennenanordnungen mit Strahlängsschnitten für Transmissionsmessungen

sind die Sendeantenne SA und die Empfangsantenne EA offene Hohlleiter oder daraus abgeleitete Sonden. Die Brechung der Strahlen an den Grenzflächen des plattenförmigen Prüfobjekts mit der Dielektrizitätszahl  $\epsilon_r$  und der Dicke  $d$  ist berücksichtigt. Die scheinbare Verschiebung der Strahlungsquelle bzw. des Empfängers bewirkt eine Vergrößerung der Signalamplitude, wenn das Prüfobjekt in den Strahlengang eingefügt wird. Zu den Anordnungen (2) und (3) sind keine weiteren Erläuterungen notwendig; die Zusammenhänge sind aus den Skizzen erkennbar. In dem Antennensystem Horn mit Linse kann gegebenenfalls auch die Modifikation mit der Strahltaile im Längsschnitt benutzt werden. Grundsätzlich ergeben sich hierdurch keine Änderungen. Prinzipiell sind Sende- und Empfangsantenne aufgrund des Reziprozitätsgesetzes [4.1] vertauschbar, ohne daß dadurch die Signalverhältnisse geändert werden. Unterschiede im Reflexionsverhalten, insbesondere bedingt durch die großflächigen Linsen, können jedoch bei den verhältnismäßig kleinen Abständen die Feldverteilung ändern.

Mit Hilfe dieser schematischen Darstellungen läßt sich eine Aussage machen über den prinzipiellen Verlauf der Signalamplitude bei der Abtastung eines Prüfobjekts, das eine Inhomogenität (Änderung  $\Delta\epsilon_r$ ) enthält. Es soll hier noch einmal betont werden, daß diese strahlenoptische Betrachtungsweise eigentlich nicht zulässig ist. Die Abmessungen der beteiligten Objekte – Antennen, Prüfobjekt, Inhomogenität und Abstände – sind nicht groß gegen die verwendete Wellenlänge  $\lambda_0$  bzw.  $\lambda_\epsilon$  [4.9]. Feinheiten, bedingt durch Beugung und Streuung, sind damit nicht erfassbar. Zur Erläuterung wird beispielhaft die Anordnung (1) herangezogen. Die Abtastung einer Inhomogenität, deren Querschnitt etwa dieselbe Größe wie die Hohlleiterabmessung hat, verursacht in

der Mitte des Prüfobjekts ein breiteres Signal mit verringerter Amplitude, als wenn sie sich seitlich versetzt in der Nähe einer Antenne befinden würde. In Bild 4.10 diente ein PMMA-Streifen mit der Breite  $b = 5$  mm und der Dicke  $d = 1$  mm zur Simulation dieses Vorganges. Wie später noch gezeigt werden wird, konnte auch an anderen Prüfobjekten mit künstlichen Fehlern bestätigt werden, daß diese Betrachtungsweise pauschale Angaben über die zu erwartenden Signalverläufe zuläßt.

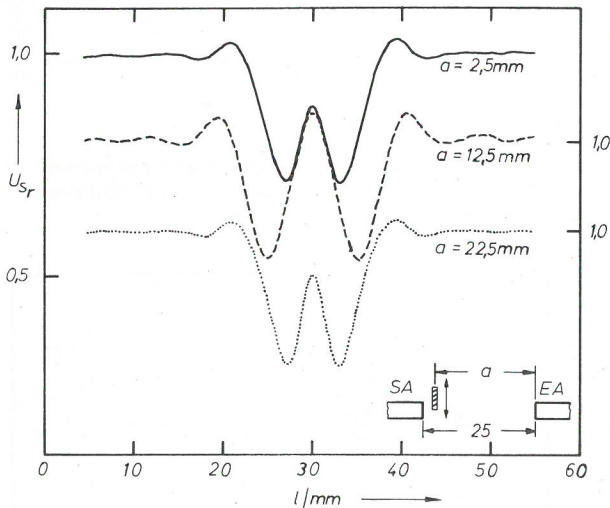


Bild 4.10  
Einfluß der Strahlungscharakteristik am Beispiel von offenen Hohlleitern als Sende- und Empfangsantennen  
Streifenbreite  $b = 5$  mm; Streifendicke  $d = 1$  mm  
Material Acrylglas; Nullpunkt unterdrückt

Für die praktische Anwendung ergibt sich daraus ein Verfahren, für eine gestellte Prüfaufgabe eine optimale Anordnung zu entwerfen. Aus den Eigenschaften des Prüfobjekts sowie den Antennencharakteristiken läßt sich beispielsweise mit Hilfe geeigneter Schablonen die Feldverteilung bestimmen. Die Wahl des Antennenabstandes und der Lage des Prüfobjektes kann dann entsprechend den Prüfanforderungen vorgenommen werden.

Diese Vorgehensweise ist nicht nur auf Anordnungen zur Transmissionsmessung beschränkt. Bei Reflexionsuntersuchungen oder auch bei Schrägeinstrahlung kann ein entsprechend modifizierter Weg beschritten werden.

### 4.3 Untersuchungen an plattenförmigen Prüfobjekten mit künstlichen Fehlern

Die Untersuchungen an plattenförmigen Prüfobjekten, in die künstliche Fehler unterschiedlicher Form und Abmessungen eingebracht wurden, sollten Aufschluß über die Leistungsfähigkeit der in Abschnitt 4.2 beschriebenen Antennenanordnungen geben. Es sollten außerdem Zusammenhänge zwischen den Fehlerarten und den Fehlersignalen gefunden werden. Für die Transmissionsmessungen wurde die Anordnung gemäß Bild 3.4 benutzt. Es wurden lediglich je nach Bedarf die Antennen ausgetauscht und die Abstände geändert. Reflexionsmessungen erfolgten mit der gleichen Anordnung.

Bei dem ersten Objekt handelte es sich um Platten aus Acrylglas (Polymethylmethacrylat, PMMA, Handelsname Plexiglas). Die Dicke betrug etwa 36 mm mit einem Schwankungsbereich von 35 bis 37 mm. Parallel zu den Wänden

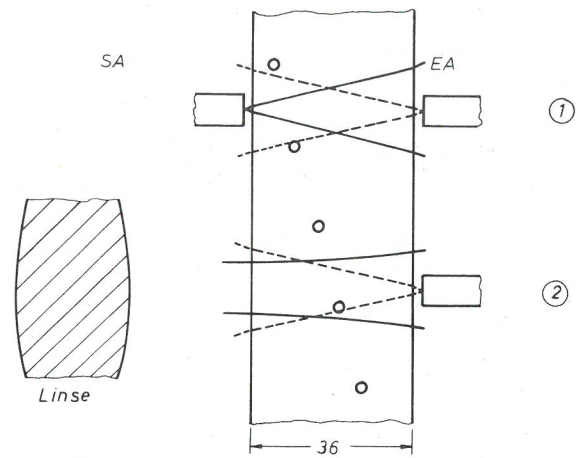


Bild 4.11  
Strahlängsschnitte der Antennenanordnungen (1) und (2) in einer Acrylglasplatte

wurden Bohrungen mit Durchmessern von 2 und 5 mm in zunehmenden Abständen von einer Wand aus eingebracht. Der Durchmesser in Wellenlängen im Werkstoff ist etwa  $\lambda_\epsilon$  bzw.  $\lambda_\epsilon/3$ . Bild 4.11 zeigt maßstäblich für die Antennenanordnungen (1) und (2) die Strahlängsschnitte sowie die Lage der Bohrungen.

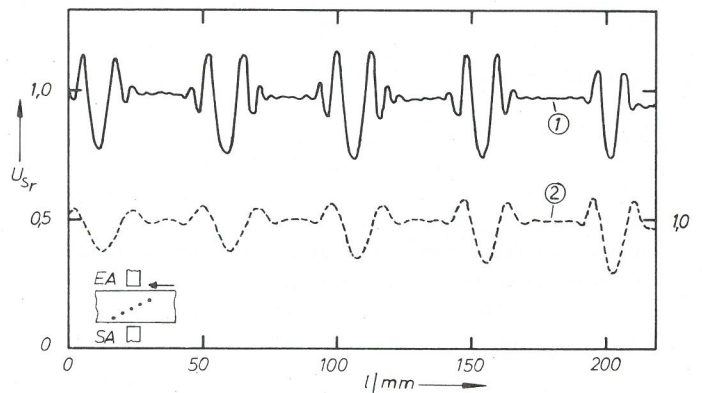


Bild 4.12  
Verlauf der Signalspannungen  $U_{Sr}$  mit den Antennenanordnungen (1) und (2); Prüfobjekt Acrylglasplatte mit 2 mm Bohrungen

In Bild 4.12 sind die bei der Abtastung der Platte mit 2 mm-Bohrungen entstehenden Signalverläufe für die Antennenanordnungen (1) (ausgezogen) und (2) (gestrichelt) aufgezeichnet. Die Empfangsantenne EA war in beiden Fällen die Sonde B. Der E-Sektor lag parallel zur Bohrungsachse. Als Fehlersignal soll der Einbruch gegen das ungestörte Signal  $U_{Sr} \approx 1,0$  verstanden werden. Mit der Anordnung (1) sind die Amplitudenhöhen bei den verschiedenen Abständen vom Rand etwa gleich.

Bei den Signalen der Bohrungen, die näher zur Außenfläche liegen, ist die Signalbreite etwas kleiner und Nebenzipfel sind in einem geringeren Umfang vorhanden als bei den Bohrungen in der Probenmitte.

In der Anordnung (2) nimmt mit geringer werdendem Abstand der Bohrung von der Empfangsantenne die Fehleramplitude zu und die Fehlersignalbreite ab. Die Überlagerung der beiden Strahlängsschnitte macht sich hier deutlich bemerkbar. Im nahen Bereich der Empfangsantenne EA bestimmt der geringe Strahlquerschnitt und die kleine Öffnung im wesentlichen den Signalverlauf.

Wird die Antennenanordnung um  $90^\circ$  gedreht, so daß der E-Vektor senkrecht auf der Achse der Bohrungen steht, so ergeben sich in den Signalverläufen im Vergleich zu denen in Bild 4.12 keine wesentlichen Abweichungen.

Die Antennenanordnung (3) lieferte für die 2 mm-Bohrungen keine auswertbaren Signale. Die Amplitude änderte sich nur etwa um 3 % über eine größere Weglänge. Für die 5 mm-Bohrung ist das Ergebnis in Bild 4.13 dargestellt. Aufgrund des nahezu konstanten Strahlquerschnittes haben die Signale der einzelnen Bohrungen unabhängig von ihrer Lage im Prüfobjekt den gleichen Verlauf.

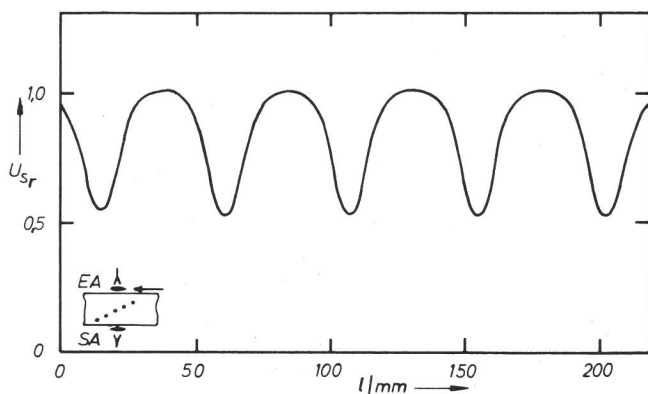


Bild 4.13 Verlauf der Signalspannung  $U_{Sr}$  mit Antennenanordnung (3); Prüfobjekt Acrylglasplatte mit 5 mm Bohrungen

Das zweite Prüfobjekt wurde aus Hart-Polyvinylchlorid-Platten (Hart-PVC, Handelsname Trovidur) zusammengestellt. Eine Platte davon erhielt Rechtecknuten mit unterschiedlichen Breiten und Tiefen, aber mit dem konstanten Querschnitt von  $4 \text{ mm}^2$ . Die Gesamtdicke betrug 23 mm. Eine schematische Darstellung zeigt Bild 4.14. Die unterschiedlichen Fehlerlagen werden mit den Buchstaben a, b und c bezeichnet.

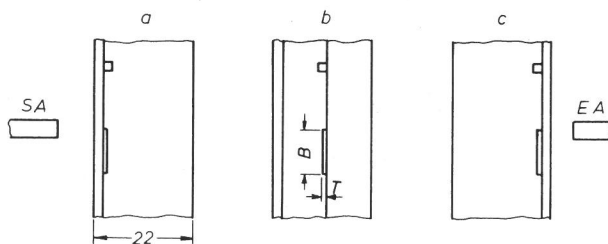


Bild 4.14 Prüfobjekte aus PVC-Platten mit Rechtecknuten konstanten Querschnitts  $F = 4 \text{ mm}^2$

Nr.	1	2	3	4
B/mm	2	6	10	20
T/mm	2	0,67	0,4	0,2

Bild 4.15 gibt die Signalverläufe in allen Fehlerlagen wieder, die mit der Antennenanordnung (2) gemessen wurden. Auch hier wird deutlich, daß wegen der Strahlungscharakteristiken Signale in der empfangsantennennahen Lage schärfere Konturen aufweisen. Bei den Fehlern mit Breiten von 10 und 20 mm stimmen die Signalbreiten etwa mit diesen Werten überein.

In Bild 4.16 werden die Signalverläufe für die Anordnungen (1) und (2) verglichen. Die Empfangsantennen waren in beiden Fällen die Sonde B. Die Nuten befanden sich hier etwa

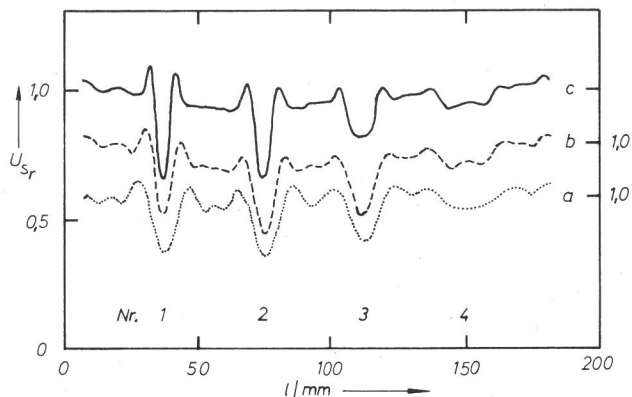


Bild 4.15 Verlauf der Signalspannungen  $U_{Sr}$  mit der Antennenanordnung (2), Prüfobjekt PVC-Platten mit Rechtecknuten in unterschiedlichen Lagen gemäß Bild 4.14

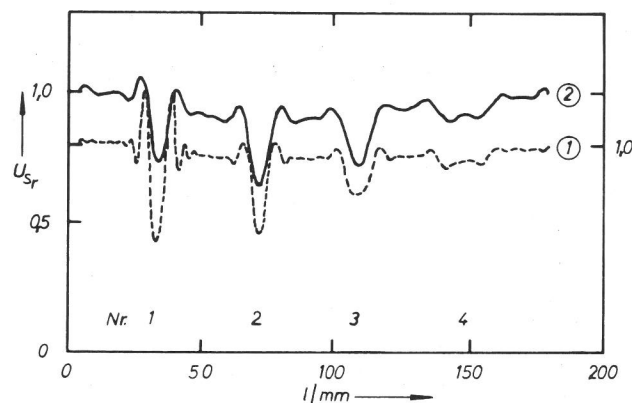


Bild 4.16 Verlauf der Signalspannungen  $U_{Sr}$  mit den Antennenanordnungen (1) und (2), Prüfobjekt PVC-Platten mit Rechtecknuten in Lage b gemäß Bild 4.14

in der Mitte des Prüfobjekts. Die bessere Auflösung der Anordnung (1) (Sendeanterie offener Hohlleiter) gegenüber der Anordnung (2) (Sendeanterie Horn mit Linsensystem) wird auch hier wieder erkennbar. Für Fehlerbreiten  $B \geq 6 \text{ mm}$  ist die Fehlersignalamplitude etwa der Fehlertiefe  $T$  proportional. Der leicht gekrümmte mittlere Verlauf der Kurven ist auf die ungleichmäßige Dicke des Prüfobjekts zurückzuführen.

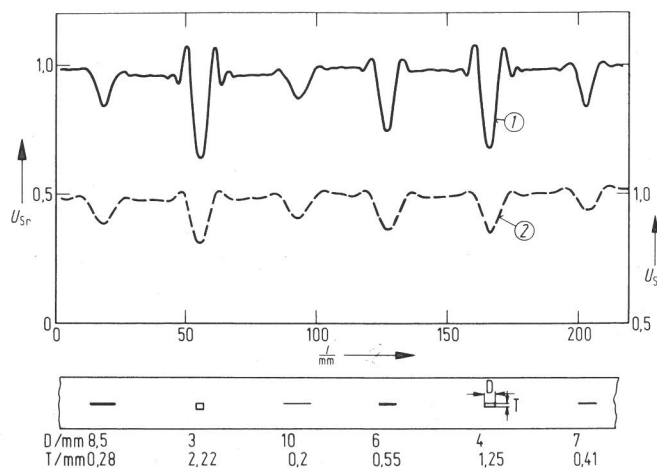


Bild 4.17 Verlauf der Signalspannungen  $U_{Sr}$  mit den Antennenanordnungen (1) und (2), Prüfobjekt PVC-Platten mit Flachbodenbohrungen (konstantes Volumen  $V = 15,7 \text{ mm}^3$ )

Im dritten Prüfobjekt wurden anstelle der Rechtecknuten zylinderförmige Bohrungen mit dem konstanten Volumen  $V \approx 15,7 \text{ mm}^3$  verwendet. Die Achse dieser Flachbodenbohrung und die Achse des Mikrowellenstrahls verlaufen parallel. Die allgemeinen Aussagen zu den Ergebnissen, die bereits bei den Rechtecknuten gemacht worden sind, sind auch hier in gleicher Weise gültig. Die Signalbreite für beide Anordnungen (1) und (2) ist, wie aus Bild 4.17 ersichtlich wird, nur wenig vom Durchmesser der Bohrungen abhängig. Dagegen ist für den gesamten Tiefenbereich von 0,2 bis 2,22 mm eine Proportionalität zur Fehlersignalamplitude erkennbar.

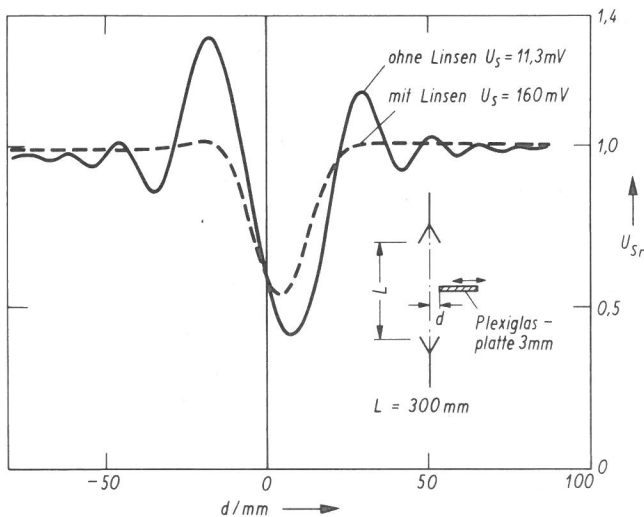


Bild 4.18  
Eigenschaften von Antennensystemen, ermittelt durch den Einfluß einer Kante auf den Signalverlauf

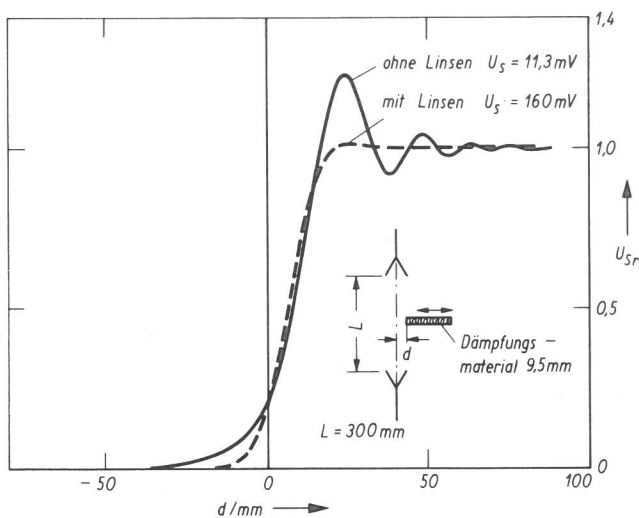


Bild 4.19  
Eigenschaften von Antennensystemen, ermittelt durch den Einfluß einer Kante auf den Signalverlauf

Der Einfluß von Kanten flächenhafter Objekte auf den Signalverlauf gibt ebenfalls eine Möglichkeit, Aussagen über die Eigenschaften von Antennensystemen zu erhalten. Zwei Meßbeispiele sind in den Bildern 4.18 und 4.19 zu finden. Für die Transmissionsmessung wurde die Anordnung (3) ohne und mit Linsen verwendet. Die Kurven sind so zustande gekommen, daß von der Seite eine 3 mm dicke Acrylglasplatte (Plexiglas) bzw. eine 9,5 mm dicke Platte aus einem Dämpfungsmaterial in das Mikrowellenfeld hineingeschoben und dabei das empfangsantennenseitige Ausgangssignal  $U_{Sr}$  registriert wurde. Die bereits erwähnten unbefriedigenden

Eigenschaften des Hornstrahlers sind zu erkennen. Die Verbesserung der Strahlbündelung durch die Linsen wird deutlich. Das drückt sich auch in der Zunahme der Signalspannung  $U_S$  aus.

Eine weitere Fehlerart war eine eingefräste Nut in Form eines Kreisabschnittes. Der Querschnitt hatte wieder einen konstanten Wert. Grundsätzlich neue Informationen waren hiervon nicht zu erhalten.

Aus den Ergebnissen der beschriebenen Messungen lassen sich eine Reihe von Schlußfolgerungen für die praktische Anwendung ziehen.

Zunächst konnte bestätigt werden, daß sich aus den im Abschnitt 4.2 diskutierten Überlegungen im Zusammenhang mit den gemessenen Strahlungscharakteristiken qualitative Aussagen herleiten lassen. Es ist danach möglich, mit Hilfe der ermittelten Strahlängsschnitte von Sende- und Empfangsantenne den durch eine Inhomogenität zu erwartenden Signalverlauf in Abhängigkeit vom Ort in einem Prüfobjekt und von dessen Lage zwischen den Antennen abzuschätzen. Der durch Beugung und Streuung bewirkte Verlauf wird zusätzlich durch die Struktur des Mikrowellenfeldes erheblich beeinflusst. Hier fehlen noch durch theoretische Untersuchungen begründete Angaben.

Werden die verschiedenen Antennenanordnungen miteinander verglichen, so findet man, daß die beste Auflösung mit der Anordnung (1) zu erzielen ist. Abstufungen sind dadurch möglich, daß beispielsweise anstelle einer Hohlleitersonde mit verringertem Querschnitt ein normaler offener Hohlleiter als Empfangsantenne benutzt wird. Nachteilig ist jedoch gegenüber der Anordnung (2) das verstärkte Auftreten von Nebenzipfeln im Signalverlauf. Diese Anordnung weist eine etwas geringere Auflösung mit kleineren Fehleramplituden auf. Mit der Anordnung (3) sind über Inhomogenitäten in der Größenordnung der Wellenlänge  $\lambda_\epsilon$  kaum Aussagen zu machen. Durch Wahl der Linsen und Abstände in einer Prüf-anordnung sind die Eigenschaften der Antennensysteme entsprechend den vorliegenden Anforderungen zu modifizieren.

Für den zweckmäßigen Einsatz der Antennenanordnungen lassen sich aufgrund ihrer charakteristischen Merkmale Empfehlungen ableiten. Wird bei homogenen Werkstoffen höchstes Auflösungsvermögen für Inhomogenitäten gefordert, so ist die Anordnung (1) zu wählen. Weisen die Werkstoffe eine Struktur auf, die nicht mehr klein gegen die Wellenlänge  $\lambda_\epsilon$  ist, so sollte die Anordnung (2) verwendet werden. Andernfalls wird der Signalverlauf wesentlich durch diese Struktur bestimmt. Gegebenenfalls muß sogar auf die Anordnung (3) übergegangen werden. Deren Verwendungsbereich erstreckt sich auf Fälle, in denen Effekte in einem größeren Volumen zu untersuchen sind. Als Beispiel ist die zeitliche Änderung von dielektrischen Eigenschaften wie die Aushärtung eines Harzes oder die Feuchtebestimmung in einem Werkstoff zu erwähnen.

Aus den Ergebnissen der Untersuchungen an den künstlichen Fehlern sind für eine mögliche Nachweisgrenze für Inhomogenitäten einige Hinweise zu geben. Bei den Rechtecknuten zeigte es sich, daß für Breiten, die größer als etwa  $\lambda_\epsilon$  sind, diese auch am Signalverlauf erkennbar waren. Außerdem war eine Proportionalität der Fehlersignalamplitude zur Fehlertiefe vorhanden. Bei kleineren Breiten verläuft die Signalthöhe etwa proportional zur Fehlertiefe. Bohrungen senkrecht zur Ausbreitungsrichtung weisen etwa das gleiche Ver-

halten auf, nur ist hier der Durchmesser die bestimmende Größe.

Für Flachbodenbohrungen mit der Achse parallel zur Ausbreitungsrichtung lag nur eine Proportionalität der Fehler-tiefe mit der Fehlersignalamplitude vor. Zum Durchmesser war nur eine geringe Abhängigkeit festzustellen. Die vorliegenden Ergebnisse lassen noch keine Aussagen über gesetzmäßige Zusammenhänge zu. Hierfür wären noch weitere umfangreiche Versuchsreihen und theoretische Untersuchungen notwendig.

## 5. Untersuchungen an verschiedenen Werkstoffgruppen und zu verschiedenen Prüfproblemen

In diesem Abschnitt wird über Untersuchungen berichtet, die am Werkstoff bzw. einer Werkstoffgruppe orientiert sind. Es sollen also die Einflüsse erfaßt werden, die im wesentlichen werkstoff- bzw. produktspezifisch sind. Es sollen außerdem die Möglichkeiten von Anwendungen in der Prüfpraxis besonders berücksichtigt werden. In Anlehnung an diese Forderungen wurden sowohl Versuche mit modellhaften Teilen als auch mit Stücken durchgeführt, die aus gefertigten Objekten stammten.

### 5.1 Homogene Werkstoffe

Als homogen und isotrop sollen hier diejenigen Werkstoffe bezeichnet werden, deren räumliche Struktur Abmessungen aufweist, die klein gegen die für die Untersuchungen benutzte Wellenlänge  $\lambda_e$  im Werkstoff ist. Hierunter fallen beispielsweise:

Kunststoffe – mit feinen Zuschlagstoffen (Quarzmehl) aufgefüllte Harze – feinkeramische Werkstoffe – Bauwerkstoffe, soweit sie die genannten Voraussetzungen erfüllen (nicht Beton) – Papier und Pappen.

Für die im Abschnitt 4.3 beschriebenen Untersuchungen an plattenförmigen Prüfobjekten mit künstlichen Fehlern wurden als Werkstoffe Acrylglas (PMMA) und Hart-Polyvinylchlorid (Hart-PVC) verwendet. Die dort gefundenen Ergebnisse können daher hinsichtlich der Nachweismöglichkeit von Inhomogenitäten mit unterschiedlichen Formen und Abmessungen und Lagen im Prüfobjekt übernommen werden.

Teile mit natürlichen Fehlern standen nicht zur Verfügung. Die Untersuchungen mußten daher auf Objekte mit künstlichen Inhomogenitäten beschränkt bleiben. Einige Beispiele sollen die Ergebnisse des Abschnitts 4.3 ergänzen.

In Bild 5.1 sind die gemessenen Verläufe der Signale für eine Transmissionsmessung an einem plattenförmigen Objekt aus Acrylglas aufgezeichnet. Als künstliche Fehler wurden Nuten mit Breiten von 2, 5 und 20 mm mit Tiefen von 0,1 bis 0,8 mm eingefräst. Sende- und Empfangsantenne waren offene Hohlleiter. Die Nullpunkte der einzelnen Kurven sind unterdrückt. Bei den Nuten mit 20 mm Breite markiert sich jede einzelne Kante im Signalspannungsverlauf. Wurde als Sendeantenne eine Kombination aus Horn und Linse verwendet, dann waren die Fehleramplituden etwas geringer.

Ist ein Objekt nur von einer Seite für eine Prüfung zugänglich, dann kommt nur eine Reflexionsmessung infrage. Es kann hier noch zwischen zwei Möglichkeiten, wie bereits in

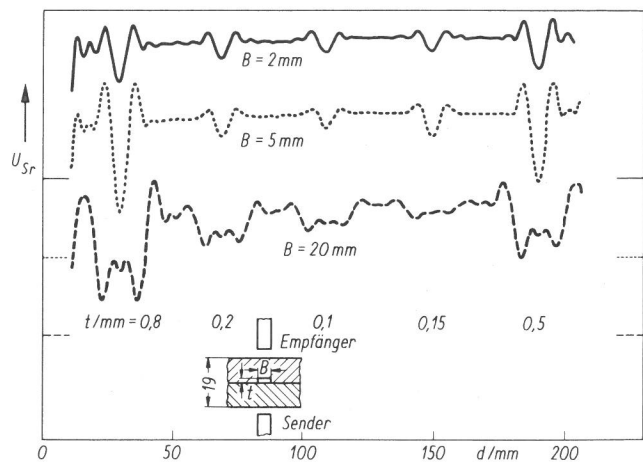


Bild 5.1  
Transmissionsmessung an Acrylglasplatten mit Rechtecknuten

Abchnitt 3.2 erwähnt, unterschieden werden. Einmal kann die nicht zugängliche Rückseite metallisch belegt sein, so daß die Mikrowellen dort total reflektiert werden. Im zweiten Fall kann sich die Welle im rückseitigen Raum praktisch ungestört ausbreiten. Die vom Prüfobjekt reflektierte Leistung hängt also nur von den dielektrischen Eigenschaften, der Dicke (Bild 2.1) und gegebenenfalls von vorhandenen Inhomogenitäten ab.

Die Untersuchungen erfolgten mit einer Anordnung, in der Sende- und Empfangsantenne identisch waren. Als Prüfobjekt

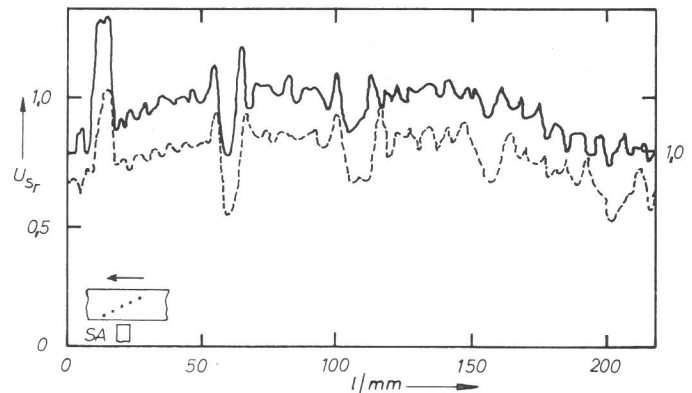


Bild 5.2  
Reflexionsmessung an einer Acrylglasplatte (Dicke 36 mm) mit 2 mm Bohrungen, Antenne: offener Hohlleiter, gestrichelte Kurve: Rückseite metallisch belegt

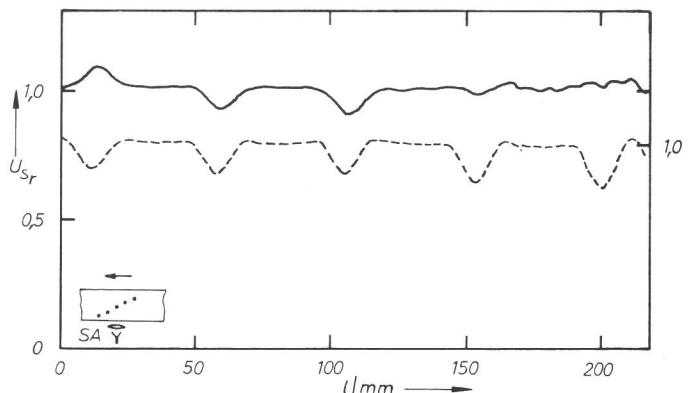
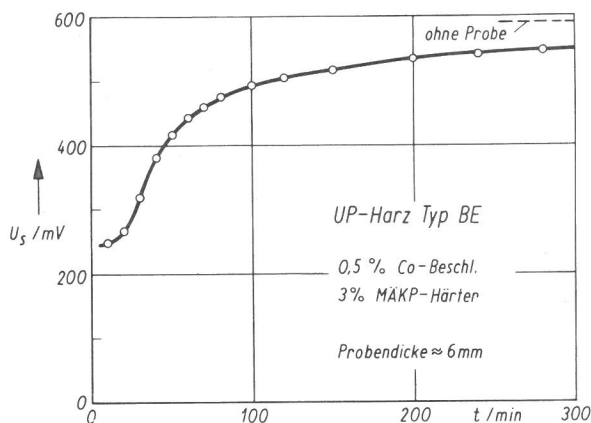


Bild 5.3  
Reflexionsmessung an einer Acrylglasplatte (Dicke 36 mm) mit 2 mm Bohrungen, Antenne: Horn mit Linse, gestrichelte Kurve: Rückseite metallisch belegt

jekte wurden die bereits erwähnten Actylglasplatten mit einer Dicke von 36 mm und senkrecht zur Ausbreitungsrichtung eingebrachten Bohrungen von 2 und 5 mm Durchmesser benutzt.

In *Bild 5.2* sind die Ergebnisse dargestellt für einen offenen Hohlleiter als Antenne und in *Bild 5.3* für die Kombination Horn mit Linse. Die gestrichelten Linien gelten für den Fall der total reflektierenden Rückseite. Die Anordnung mit offenem Hohlleiter bewirkt einen wesentlich unruhigeren Verlauf der Signalspannung. Geringfügige Abstandsschwankungen zwischen Antenne und Prüfobjekt – der normale Abstand betrug 1 mm – und auch Dickenschwankungen machen sich wesentlich stärker bemerkbar als mit der anderen Antennenanordnung. Für beide Antennen ist zu entnehmen, daß ohne reflektierende Rückseite die tieferliegenden Bohrungen schwierig oder nicht mehr im Signalverlauf auffindbar waren.

Neben dem Nachweis von Inhomogenitäten sind auch zeitliche Veränderungen von Werkstoffeigenschaften durch Mikrowellenmessungen zu kontrollieren. Als Beispiel kann über die Verfolgung der Aushärtung eines Polyesterharzes berichtet werden. Die Probe hatte einen Durchmesser von 50 mm bei einer Dicke von etwa 6 mm. Die Rückseite grenzte an eine metallische Platte. Um ein möglichst großes Volumen davon zu erfassen, wurde in einer Reflexionsanordnung als Antenne ein Horn mit Linse gewählt. In *Bild 5.4*



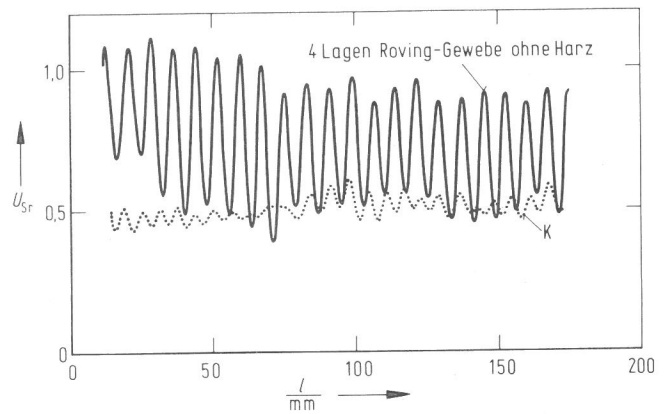
*Bild 5.4*  
Aushärtung eines Polyesterharzes

ist der zeitliche Verlauf der Signalspannung während des Aushärtungsvorgangs aufgezeichnet. Der Zeitnullpunkt wurde auf den Abschluß des Mischvorganges von Harz und Härter gelegt. Im ansteigenden Teil bis etwa 80 Minuten bestimmte im wesentlichen die Absorption in dem noch flüssigen Material den Verlauf der Kurve. Im ausgehärteten Zustand sind die Verluste gering.

## 5.2 Glasfaserverstärkte Kunststoffe

### 5.2.1 Einführung

In dem für die Untersuchungen benutzten Frequenzbereich ist eine Materialprobe aus einem glasfaserverstärkten Kunststoff (GFK) im allgemeinen nicht mehr als homogen und isotrop anzusehen. Es handelt sich dabei um einen Mischkörper aus dem Harz mit einer relativen Dielektrizitätszahl  $\epsilon_r$  zwischen 2 und 3 und der Glasverstärkung mit  $\epsilon_r$  von 6,0 bis etwa 6,5 [5.1]. Abhängig vom Glasgehalt können resultierende  $\epsilon_r$ -Werte zwischen 3,5 und 5 für das Mischdielektri-



*Bild 5.5*  
Einfluß der Glasverstärkung auf den Signalverlauf  
Probe K: UP-Harz BE + 3 % MÄKP-Härter  
4 Lagen Roving-Gewebe (670 g/m<sup>2</sup>)  
Glasgehalt  $\approx$  35 Gew.-%, Dicke  $\approx$  6 mm

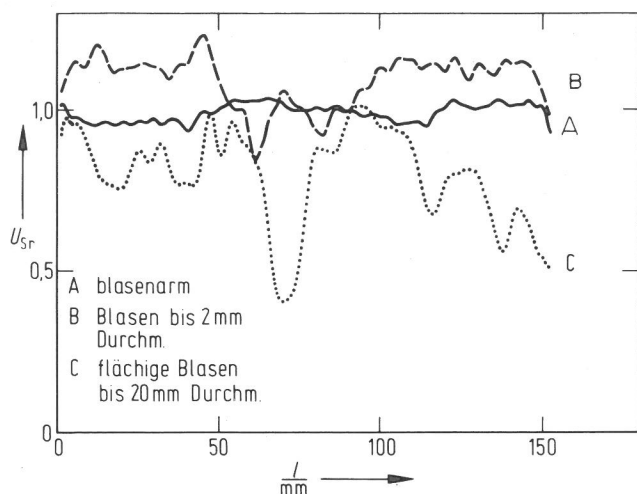
kum auftreten. In der Literatur (s. z. B. [5.2, 5.3]) werden Beziehungen angegeben, mit deren Hilfe aus den Einzelbestandteilen die resultierende Dielektrizitätszahl  $\epsilon_r$  zu berechnen ist. Wesentlich dabei geht die Gestalt der Füllstoffpartikel ein. Wenn die einzelnen Glasfasern in fein verteilter Form im Harz vorliegen würden, dann ließe sich eine Mischformel sinnvoll anwenden. Die Strukturabmessungen von Glasgeweben und -strängen liegen jedoch in der Größenordnung der Wellenlänge im Werkstoff. Diese betrug etwa 4 bis 6 mm. *Bild 5.5* zeigt beispielhaft den Einfluß eines Roving-Gewebes 92171 (Gewicht 670 g/m<sup>2</sup>). Die Struktur des Gewebes wies eine Periode von etwa 7,5 mm auf. Die ausgezogene Kurve gilt für vier Lagen Gewebe ohne Harz. Die punktierte Linie wurde an einer Platte mit der gleichen Verstärkung in einem Polyesterharz aufgenommen. Auch das Signal der Platte läßt noch diese Periodizität erkennen.

### 5.2.2 Messungen an Proben mit natürlichen und künstlichen Fehlern

Ein Verfahren zur zerstörungsfreien Bestimmung des Glasanteils wird in [5.3] angegeben. In diesem Abschnitt wird über Untersuchungen berichtet, den Einfluß von natürlichen und künstlichen Fehlern festzustellen. Die wesentlichen Ergebnisse werden beispielhaft mitgeteilt.

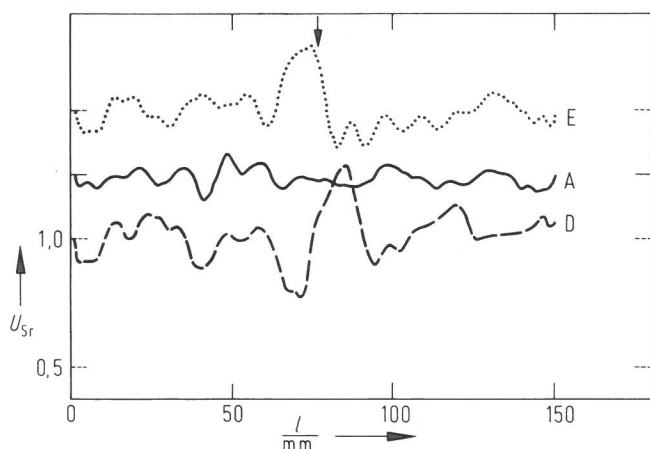
Soweit nicht anders vermerkt ist, wurden die Proben unter den gleichen Bedingungen aus einem ungesättigten Polyesterharz BE mit 3 % MÄKP-Härter angefertigt. Unterschiedliche Arten der Glasverstärkung, so wie sie handelsüblich sind, wurden verwendet. Die Dicke betrug 6 mm, geringe Schwankungen waren unvermeidbar. Eine Nachbearbeitung wurde nicht vorgenommen, um eine gute Annäherung an in der Praxis auftretende Fälle zu haben.

Die erste Probengruppe erhielt eine Verstärkung aus einem feinmaschigen Glasseiden-Köpergewebe 92140 (Gewicht 410 g/m<sup>2</sup>). Es wurden 10 Lagen übereinandergeschichtet; der Glasgehalt betrug etwa 40 Gew.-%. In *Bild 5.6* gehört die ausgezogene Kurve zu einer Platte A, bei deren Herstellung darauf geachtet wurde, daß entstehende Luftblasen möglichst vollständig wieder entfernt wurden. Die Schwankungen im Verlauf der Kurve betragen etwa 10 % der mittleren Signalamplitude. Bei der Platte B – gestrichelte Linie – wurde nicht besonders auf Blasenfreiheit geachtet. Die Blasen befanden sich unregelmäßig verteilt zwischen den einzelnen Lagen. Der Verlauf der Kurve ist durch Brechung und



**Bild 5.6**  
Einfluß von Luftblasen  
Proben A, B, C: 10 Lagen Körpergewebe; Glasgehalt  $\approx 40$  Gew.-%

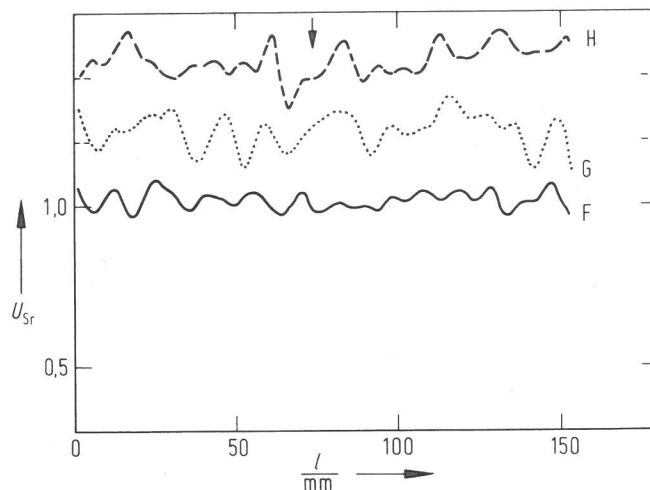
Beugung an den Blasen zu erklären. In die Platte C wurden bewußt einige größere Blasen eingebracht. Im mittleren Teil der Kurve ist eine der flächigen Blasen bei der Abtastung voll erfaßt worden.



**Bild 5.7**  
Einfluß von Ungleichmäßigkeiten in der Verstärkung  
Proben A, D, E: 10 Lagen Körper-Gewebe; Glasgehalt  $\approx 40$  Gew.-%  
A normal  
D 2 Lagen auf 10 mm Breite unterbrochen  
E 2 Lagen 10 mm überlappend

Die Platten D und E in Bild 5.7 wurden mit Matten-Fehlern hergestellt. In der Probe D – gestrichelte Kurve – wurden zwei Matten auf etwa 10 mm Breite unterbrochen und in Probe E – punktierte Kurve – überlappten sich zwei Matten mit etwa 10 mm Breite. Beide Fehlstellen sind im Signalverlauf zu erkennen. Zum Vergleich ist die Kurve der Platte A mit eingezeichnet. In dieser Darstellung sind die unterdrückten Nullpunkte der einzelnen Kurven gegeneinander versetzt. Der unterschiedliche Verlauf der Kurven der Probe A in den Bildern 5.6 und 5.7 ist dadurch zu erklären, daß bei der Registrierung für das Bild 5.7 die Signale durch elektronische Maßnahmen beeinflusst wurden, um eine bessere Auflösung zu erzielen.

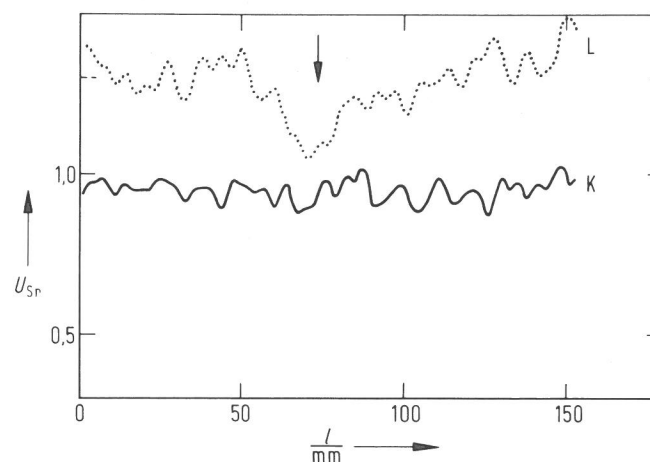
Für eine weitere Probengruppe wurde als Verstärkung Standardmatte mit einem Gewicht von etwa  $400 \text{ g/m}^2$  gewählt. Bei diesem Material sind die Spinnfäden mit bestimmten Längen regellos angeordnet, im Gegensatz zu den Geweben mit zwei senkrecht aufeinanderstehenden Richtungen.



**Bild 5.8**  
Einfluß von Luftblasen und eines Mattenfehlers  
Proben F, G, H: 7 Lagen Standardmatte; Glasgehalt  $\approx 35$  Gew.-%  
F blasenarm  
G Blasen bis 4 mm Durchmesser  
H 1 Lage auf 10 mm Breite unterbrochen

Die Ergebnisse sind in Bild 5.8 dargestellt. Probe F – ausgezogene Linie – wurde wieder blasenarm gefertigt. Probe G enthielt Luftblasen bis etwa 4 mm Durchmesser. Größere Schwankungen der Amplitude sind die Folge. In der Probe H befindet sich ein Mattenfehler; eine Lage ist auf etwa 10 mm Breite unterbrochen. Der Verlauf im Bereich dieser Inhomogenität ist vergleichbar mit dem der Probe D aus dem vorhergehenden Bild 5.7. Eine Überlappung war weniger gut zu erkennen.

Bei Proben mit Roving-Gewebe als Verstärkung bewirkt die größere Struktur einen entsprechend unruhigeren Signalverlauf, wie es bereits im Bild 5.5 ersichtlich wurde. Bei dieser Verstärkungsart sind kleinere Fehler daher wesentlich schwieriger nachzuweisen. In Bild 5.9 ist in der Probe L die Lücke in einer Gewebelage noch festzustellen. Eine Überlappung markierte sich im Signalverlauf nicht eindeutig.



**Bild 5.9**  
Einfluß einer Ungleichmäßigkeit in der Verstärkung  
Probe K: 4 Lagen Roving-Gewebe, Glasgehalt  $\approx 33$  Gew.-%  
Probe L: 5 Lagen Roving-Gewebe, Glasgehalt  $\approx 40$  Gew.-%  
1 Lage auf 10 mm Breite unterbrochen

In verschiedenen Proben wurden nachträglich künstliche Fehler eingebracht. Es handelte sich dabei einmal um zwei



Nuten mit den Abmessungen Breite mal Tiefe von 2 mm x 2 mm und 10 mm x 0,4 mm, sowie um zwei Flachbodenbohrungen mit 6 mm Durchmesser und den Tiefen 0,5 und 1,0 mm. Die Transmissionsmessung ergab, wie aus Bild 5.10 zu entnehmen ist, in jedem Fall eine sichere Anzeige der einzelnen Inhomogenitäten.

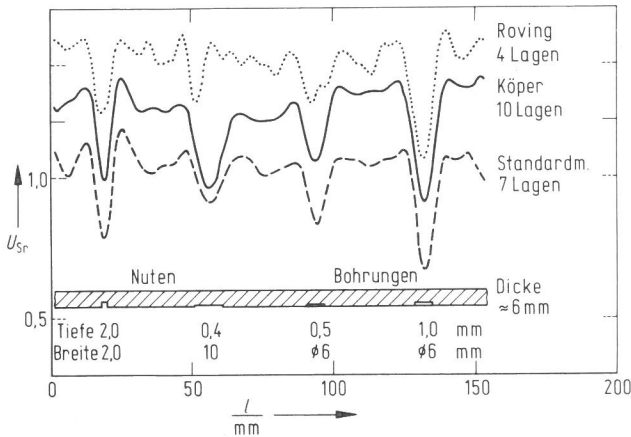


Bild 5.10  
Transmissionsmessung an GFK-Proben mit künstlichen Fehlern

Bei den Reflexionsmessungen ergaben sich aus verschiedenen Gründen Schwierigkeiten. Um eine genügende Auflösung zu erzielen, sollte der Abstand zwischen Antenne und Probenoberfläche etwa 1 mm betragen. Geringe Abstandsschwankungen von etwa 0,1 mm machten sich bereits erheblich auf die Signalamplitude bemerkbar. Der reflektierte Anteil betrug nur wenige Prozent der abgestrahlten Leistung. Geringe Schwankungen im Abstand und gegebenenfalls auch in der Probendicke, die bei den Transmissionsmessungen nur wenig Einfluß haben, wirkten sich hier wesentlich stärker aus.

Befanden sich während der Reflexionsmessung die Fehler auf der der Antenne zugewandten Oberfläche der Proben, so waren sie im Signalverlauf deutlich zu erkennen. Die Ergebnisse waren etwa mit denen der vorher gezeigten Transmissionsmessung zu vergleichen.

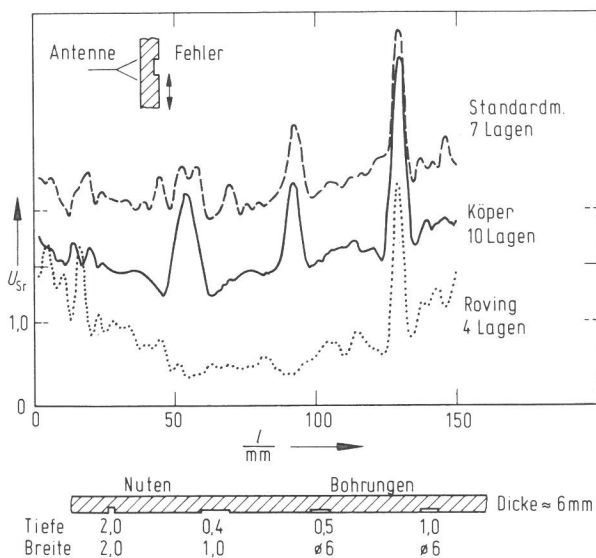


Bild 5.11  
Reflexionsmessung an GFK-Proben mit künstlichen Fehlern

Bei umgedrehter Probe – Fehler auf der von der Antenne abgewandten Seite – ergaben sich, wie es das Bild 5.11 veranschaulicht, bei den einzelnen Proben unterschiedliche Signalverläufe. Das größte Signal stellte sich in jedem Fall bei der Flachbodenbohrung mit 1,0 mm Tiefe ein. Die Probe mit der Roving-Verstärkung lieferte nur noch ein Signal für die Nut 2 mm x 2 mm. Diese Nut ist bei den anderen beiden Kurven kaum erkennbar. Die Nut 0,4 mm x 10 mm markiert bei der Probe mit der Standardmattenverstärkung jede einzelne Kante.

Abschließend sind noch die Ergebnisse von Messungen vorzustellen an Proben, die von Anwendern zur Verfügung gestellt wurden. Bei der ersten Probe handelt es sich um eine Platte mit einer Mattenverstärkung, Dicke etwa 4,2 mm, in die durch Schläge mit einer Körnerspitze Beschädigungen eingebracht wurden. Das Zerrüttungsgebiet hatte einen Durchmesser von etwa 6 bis 8 mm. Außer der verwendeten Harztype sind weitere technologische Werte nicht bekannt.

In Bild 5.12 sind die Ergebnisse von Transmissions- und Reflexionsmessungen an einer solchen Platte dargestellt. Es wurden drei Spuren, einmal ohne und zweimal mit Fehlern, abgetastet. Im Signalverlauf sind alle beschädigten Bereiche deutlich zu erkennen.

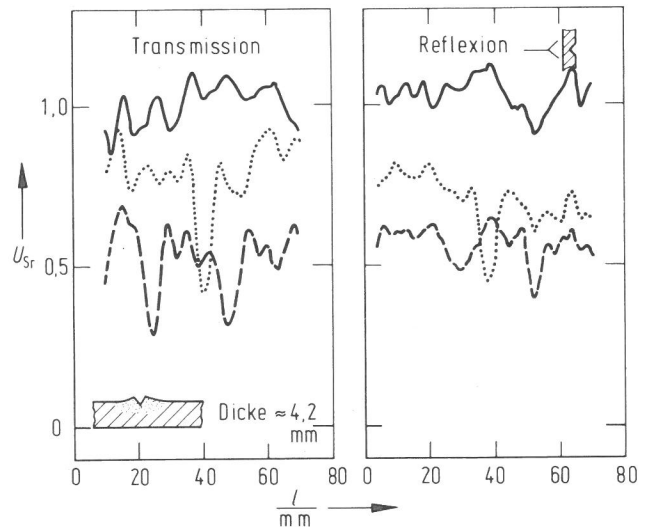


Bild 5.12  
Reflexions- und Transmissionsmessungen an GFK-Proben mit Schäden durch Schlägeinwirkung

Die zweite Probe war ein Ausschnitt aus einem Kugelbehälter, der aus Rovings im Filament-Winding-Verfahren gefertigt wurde. Die Dicke schwankte zwischen 7 und 8 mm. Die Innenseite war einigermaßen glatt, die Außenfläche dagegen aufgrund des Herstellungsverfahrens recht uneben. Die ausgezogene Kurve in Bild 5.13 ist aufgenommen worden, bevor verschiedene Sacklöcher eingebracht wurden. Die dann erfolgte Abtastung zeigt die punktierte Linie. Der Einfluß der künstlichen Fehler wird im Signalverlauf ersichtlich. Jedoch ist es wegen des stark schwankenden Verlaufs der Nullkurve schwierig, kleinere Fehler eindeutig als solche zu bewerten.

Die Erkennung von Feinstschäden – Delaminationen oder Faserbrüche – war nicht möglich. Aus Messungen an mechanisch belasteten Proben, die solche Fehler aufwiesen, konnten hierzu keine verwertbaren Aussagen gewonnen werden. Die Schwankungen im Signalverlauf aufgrund der Eigenstruktur überdeckten etwa vorhandene Anzeigen. Es muß

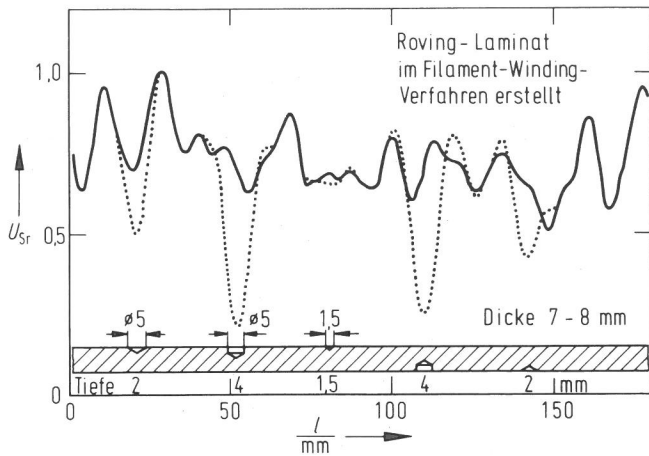


Bild 5.13  
Transmissionmessung an einem Ausschnitt aus einem Kugelbehälter mit künstlichen Fehlern

auch bezweifelt werden, daß die physikalischen Gegebenheiten und der gegenwärtige Stand der Technik einen Nachweis mit Mikrowellenverfahren überhaupt zulassen.

### 5.3 Holz und Holzwerkstoffe

Nur in wenigen Fällen werden Holz und Holzwerkstoffe für Untersuchungen mit Mikrowellen sich wie homogene und isotrope Materialien verhalten. Aufgrund ihrer Struktur, z. B. den ausgeprägten Jahresringen oder den mehr oder weniger großen Spänen in den Holzspanplatten, wird die Verteilung des Mikrowellenfeldes, in dem sich ein Prüfobjekt befindet, durch Streuung und Brechung wesentlich verändert. Ebenso wird der schwankende Feuchtigkeitsgehalt die Wellenausbreitung durch Absorption beeinflussen (s. auch Abschnitt 5.4).

Aus der Menge von Holz und Holzwerkstoffen, die in vielen Bereichen der Technik und des allgemeinen Bedarfs im Gebrauch sind [5.4], wurden Untersuchungen an Schnittholz und an Spanplatten durchgeführt.

Folgende Holzarten dienten zur Herstellung von Proben mit den Abmessungen 450 mm x 800 mm x 20 mm:

Eiche, Buche, Kiefer (Kernholz) und Kiefer (Splintholz) sowie Fichte.

Die Stücke enthielten teilweise Äste. Die Feuchtigkeit betrug etwa 10 – 12 % bezogen auf das Trockengewicht.

Bei Transmissionmessungen war im Gegensatz zu den Kunststoffteilen eine erhebliche Schwächung der empfangenen Leistung durch die Proben festzustellen. Für die einzelnen Holzarten wurden bei einer Probendicke von 20 mm im Vergleich zum Fall der fehlenden Probe folgende Werte gefunden: Nadelhölzer etwa 25 %, Eiche etwa 20 % und Buche nur etwa 15 %. Diese Werte wurden in astfreien Bereichen ermittelt.

Eine zeilenweise Abtastung der einzelnen astfreien Holzstücke ergab keine wesentlichen Unterschiede im Signalverlauf. Buche zeigte nur sehr geringe Schwankungen, bei den anderen waren diese etwas ausgeprägter vorhanden. Teilweise war eine gleichmäßige Änderung der Signalamplitude über eine größere Wellenlänge zu beobachten. Im Einzelfall betrug diese bis zu 30 %. Dieser Gang war vermutlich darauf zurückzuführen, daß sich die Orientierung der Jahresringe stetig änderte.

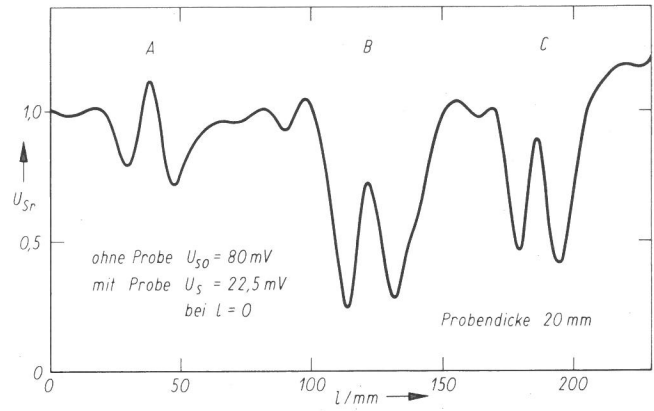


Bild 5.14  
Transmissionmessung an einer Kiefer-Kernholzprobe

Äste in den Schnittholzteilen wirkten als Inhomogenitäten. Als Beispiel ist in Bild 5.14 der Signalverlauf bei der Abtastung einer Kiefer-Kernholzprobe mit drei Ästen dargestellt. Der Ast A trat an der Sendantennenseite, die Äste B und C an der Empfangsantennenseite aus. Sie waren in der Struktur des Holzes auf den jeweils gegenüberliegenden Seiten nicht zu erkennen. Ihre Breiten an den Austrittsstellen im Verlauf der abgetasteten Spur betragen für A etwa 6 mm, B etwa 14 mm und C etwa 11 mm.

Reflexionsmessungen mit einem offenen Hohlleiter als Send- und Empfangsantenne lieferten für die praktische Anwendung kaum verwertbare Ergebnisse. Bereits geringe Unterschiede in der Struktur der Oberfläche und der oberflächennahen Schicht verursachten erhebliche Schwankungen der Signalspannungen. Hierfür war noch nicht einmal das Vorhandensein von Ästen notwendig. Solche Inhomogenitäten waren daher nicht eindeutig erkennbar.

Für die Untersuchungen an Holzspanplatten standen zwei verschiedene Sorten zur Verfügung. Die Platte A wurde labormäßig in der BAM hergestellt. Ihre Dicke betrug 20 mm. Bei der Platte B handelte es sich um ein industriell gefertigtes Erzeugnis mit der Dicke 19 mm. Die Struktur war wesentlich gleichmäßiger als die der Platte A. Dieser Einfluß machte sich auch entsprechend im Verlauf der Signalspannungen bei der Abtastung bemerkbar. In Bild 5.15 wurde für die Transmissionmessung eine Antennenanordnung mit geringer Auflösung und in Bild 5.16 eine mit hoher Auflösung benutzt. Die gleichmäßigere Struktur der Platte B hat geringere Schwankungen der Signalamplitude zur Folge. Aus

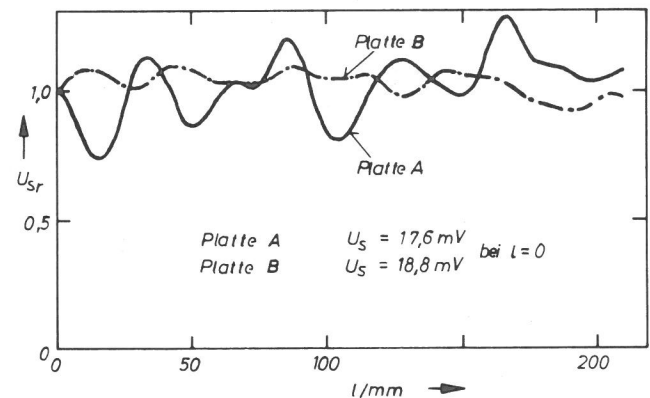


Bild 5.15  
Transmissionmessung an Holzspanplatten mit der Antennenanordnung (3)

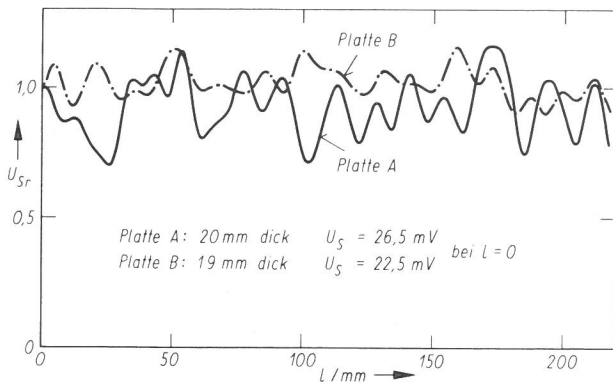


Bild 5.16  
Transmissionmessung an Holzspanplatten mit der Antennenanordnung (2)

den Ergebnissen von Reflexionsmessungen, die in gleicher Weise wie beim Schnittholz ausgeführt wurden, konnte nicht auf die strukturellen Unterschiede geschlossen werden.

#### 5.4 Beton

Beton ist aufgrund seiner Struktur ein sehr inhomogener Werkstoff. Die Zuschlagstoffe überstreichen einen Größenbereich von wenigen Zehntel bis über 10 mm, so daß ein von einer Antenne erzeugtes Mikrowellenfeld in einem erheblichen Umfang durch Streueffekte verändert wird. Der mehr oder weniger große Wassergehalt bewirkt eine entsprechende Dämpfung.

Eine Transmissionsmessung an mechanisch belasteten Betonwürfeln mit einer Kantenlänge von 160 mm war erfolglos. An der Empfangsantenne war keine Leistung mehr nachweisbar.

Für einen weiteren Versuch wurde eine 14 bis 15 mm dicke Platte aus  $B_n$  250 verwendet. Die Kieselgröße betrug bis zu 16 mm. In Bild 5.17 ist der Signalverlauf von zwei Spuren bei der Abtastung der Platte aufgezeichnet. Die starken Schwankungen sind auf größere Kiesel und auch auf unerwünschte Poren zurückzuführen. Es war nicht möglich, aus dem Signalverlauf auf die jeweilige Ursache zu schließen.

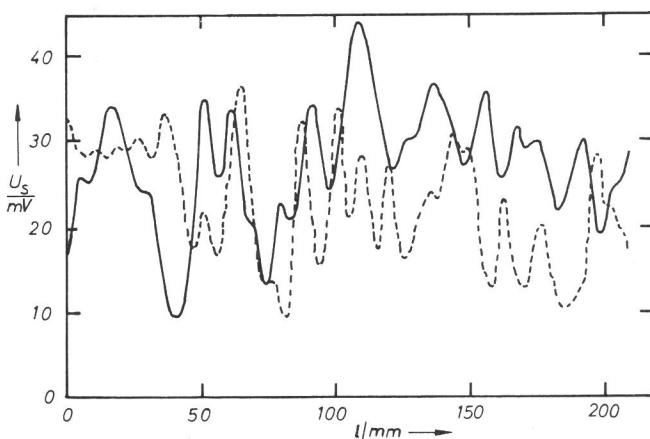


Bild 5.17  
Transmissionmessung an einer Betonprobe  $B_n$  250; Dicke  $\approx$  15 mm

Mit Zuschlägen geringerer Größe bis etwa 6 mm reduzierten sich auch die starken Amplitudenschwankungen. Die Feststellung von Fehlern war jedoch auch nicht möglich. Voraussetzung war in jedem Fall, daß die einzelnen Stücke gut

durchgetrocknet waren. Teile mit Dicken wesentlich über 20 mm ließen keine verwertbaren Untersuchungen mehr zu.

Diese Ergebnisse lassen den Schluß zu, daß Fehler wie Materialtrennungen oder Lunken bzw. Poren in den üblichen Betonsorten mit Mikrowellen im Frequenzband um 35 GHz nicht zu finden sind. Die verwendete Wellenlänge und die Größe der Zuschlagstoffe sind hier etwa vergleichbar. Der Signalverlauf bei der Abtastung eines Prüfobjektes wird in diesem Fall wesentlich durch Brechungs- und Streueffekte bestimmt. Da auch die Fehlerstellen etwa die gleiche Größe aufweisen, ist eine Unterscheidung nicht möglich. Der Übergang zu einer größeren Wellenlänge – z. B. in das 3 cm-Band – dürfte daher kaum erfolgversprechend sein.

#### 5.5 Feuchtebestimmung

Der Möglichkeit, mit Hilfe von Mikrowellenmessungen den Wassergehalt in Werkstoffen zu bestimmen, liegt folgender physikalischer Sachverhalt zugrunde. Die Dielektrizitätszahl des Wassers hat für Frequenzen um 300 MHz den hohen Wert von etwa 80. Dieser sinkt im Bereich von etwa 1 GHz bis zu 1.000 GHz auf den im sichtbaren Bereich des Spektrums gültigen Wert von etwa 1,8 ab [5.5]. Die anomale Dispersion in diesem Übergangsbereich ist mit starker Absorption verbunden. Das Maximum ist etwa bei 12,5 mm Wellenlänge (24 GHz) zu finden. Die Feuchtebestimmung an einem Werkstoff kann daher in einem für die Mikrowellenmeßtechnik günstigen Frequenzbereich über eine Absorptionsmessung oder bei niederen Frequenzen über den Einfluß der hohen relativen Dielektrizitätszahl vorgenommen werden. Ein wesentlicher Vorteil gegenüber anderen zerstörungsfreien Verfahren ist darin zu sehen, daß das chemisch gebundene Wasser die Messung nicht beeinflusst. Es wird also nur der Anteil erfaßt, der für den tatsächlichen Feuchtigkeitsgehalt von Bedeutung ist.

Die Feuchtebestimmung mittels Mikrowellenverfahren hat bereits in einigen technischen Bereichen Eingang gefunden. Insbesondere dort, wo es auf die kontinuierliche Kontrolle des Wassergehaltes von Materialien und Gütern ankommt, werden Mikrowellenanordnungen verwendet. Einige Beispiele sollen hier genannt werden [5.6, 5.7, 5.8]:

Granulate und pulverförmige Massen für die Kunststoffverarbeitung – Getreide – bahnenförmige Papiererzeugnisse – organische Substanzen (Öl) – Baustoffe – Nahrungsmittel.

Übersichtsdarstellungen mit weiteren Literaturangaben sind in [5.9, 5.10] zu finden. Weitere Geräte und Einrichtungen für die Feuchtigkeitsbestimmung werden in [5.11] beschrieben.

Für Modelluntersuchungen zur Wassergehaltsbestimmung diente als Versuchsmaterial ein Feinsand. Durch Zumischung wurden definierte Wasseranteile eingestellt. Das Material befand sich während der Messungen in einer Kunststoffküvette und bildete eine Schicht von 10 mm Dicke. Die Dicke der Begrenzungsflächen aus Acrylglas war so gewählt worden, daß Reflexionsverluste zu vernachlässigen waren. Das Ergebnis von Transmissionsmessungen zeigt Bild 5.18. Aufgetragen ist auf der Ordinate das Ausgangssignal in einem logarithmischen Maßstab und auf der Abszisse der Wasseranteil. Zu bemerken ist, daß auch bei Anteilen über 5 % die Meßwerte sehr gut reproduzierbar waren. Reflexionsmessungen lieferten keinen eindeutigen Zusammenhang zwischen dem Wassergehalt und dem Signal.

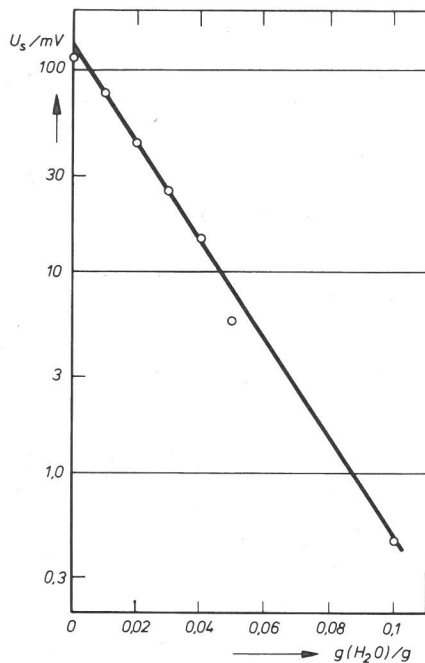


Bild 5.18  
Bestimmungen des Wassergehaltes an einem Feinsand, Schichtdicke 10 mm, Korngröße  $\approx 0,1$  mm

Messungen an Betonteilen ergaben keine verwertbaren Ergebnisse. Wie es bereits in Abschnitt 5.4 ausgeführt wurde, beeinträchtigte die grobe Struktur, bedingt durch die Zuschlagstoffe, die ungestörte Wellenausbreitung.

Im Zusammenhang mit geplanten Untersuchungen in der Bauabteilung der BAM wurden Vorversuche zur Aufnahme von Feuchtigkeitsprofilen an Zementsteinproben ausgeführt. Die vorliegenden Ergebnisse lassen die Anwendung des Mikrowellenverfahrens für diesen Zweck als sinnvoll erscheinen. Weitere Versuche sind vorgesehen.

## 5.6 Sonstige Prüfprobleme

Mit den vorhandenen Mikrowelleneinrichtungen wurden eine Reihe von Untersuchungen vorgenommen, die sich nicht in die vorangehenden Abschnitte einordnen ließen. Es handelte sich dabei teilweise um Aufgaben, die von außen herangetragen wurden.

Im ersten Fall ging es um ein Prüfverfahren zum Nachweis von feinen metallischen Partikeln. In Teppichbodenbelägen aus Kunststoff-Fasern (Polyamid) werden teilweise feinste metallische Drähte eingearbeitet. Damit sollen statische Aufladungen vermieden werden. Die Hersteller sind bemüht, sie möglichst gleichmäßig im Gewebe zu verteilen, jedoch lassen sich gelegentlich Ansammlungen und verdünnte Stellen nicht vermeiden. In einer Probe hatten diese Drähte einen Durchmesser von  $6 \mu m$ . Mit in der BAM verfügbaren empfindlichen Wirbelstromgeräten war es nicht möglich, diese festzustellen. Mit Hilfe einer Mikrowellen-Brückenschaltung ließ sich sowohl ein einzelner Draht nachweisen als auch über die Verteilung im Gewebe eine Aussage machen. Als Antenne wurde ein offener Hohlleiter benutzt. Bereits die Reflexion an einem einzelnen Draht reichte aus, um die zunächst abgeglichene Brücke zu verstimmen.

Das nachfolgend beschriebene Anwendungsbeispiel hat mit der Prüfung von nichtmetallischen Werkstoffen keine besondere Verbindung. Im Abschnitt 3.3.2 wurde auf die Ortsab-

hängigkeit des Signals bei der Bewegung des Prüfobjekts in Richtung auf eine Antenne hingewiesen. Es traten periodisch Maxima und Minima auf mit Abständen von einer halben Wellenlänge zwischen zwei Extremwerten. Diesen Effekt kann man meßtechnisch bewußt züchten zur Bestimmung von kleinen Abstandsänderungen.

Solche Änderungen sind z. B. bei Vibrationen von Maschinen oder Bauwerksteilen vorhanden. Es gibt zwar optische Verfahren, mit denen kleine Wegänderungen mit hoher Genauigkeit beobachtet werden können. Ihre Anwendung ist jedoch mit einem erheblichen Aufwand verbunden (z. B. [5.14]). Für Untersuchungen zu diesem Problem wurde eine Meßanordnung zusammengestellt. Das Prinzip und die wesentlichen Abmessungen werden aus Bild 5.19 ersichtlich.

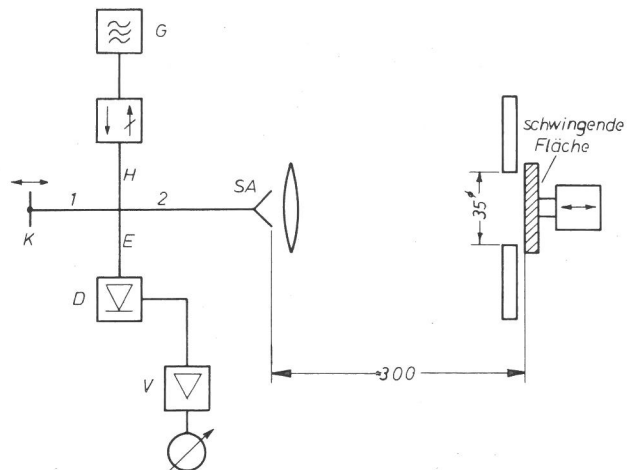


Bild 5.19  
Prinzipanordnung für Untersuchungen an schwingenden Flächen, Frequenz  $f = 400$  Hz, Amplitude  $10 \mu m$

Als Schwingungsgeber diente eine metallische Fläche – Durchmesser etwa 35 mm – die mit einem Lautsprechersystem verbunden war. Die Mikrowellenschaltung ist als Doppel-T-Komparator aufgebaut [5.15]. Die Kurzschlußleitung K diente zur Einstellung des Arbeitspunktes der Mikrowellendiode D. Für einen optimalen Signal-Störabstand hatte die Kennlinie der Diode und der gewählte Arbeitspunkt ausschlaggebende Bedeutung. Bei einer Schwingfrequenz von 400 Hz und einer Amplitude von  $10 \mu m$  war das an der Diode entnehmbare Ausgangssignal ein Abbild der Bewegung der schwingenden Fläche. Mit einem ausgesuchten Diodenexemplar betrug der Signal-Störabstand unter den genannten Bedingungen etwa 35 dB.

Als weitere Prüfaufgabe wurde gestellt, an Konstruktionsteilen aus glasfaserverstärkten Kunststoff die Verteilung der Verstärkung zu kontrollieren. An Einzelstücken, die unter Belastung zerstört wurden, war vom Anwender festgestellt worden, daß im beanspruchten Bereich nur in einem unzureichenden Umfang Verstärkungsmaterial vorhanden war. Diese Aufgabe konnte nicht gelöst werden, weil das Material zusätzlich mit einem hohen Graphitanteil aufgefüllt war. Die geringe Leitfähigkeit des Graphits bewirkte bereits eine so hohe Mikrowellendämpfung, daß Messungen keine verwertbaren Informationen lieferten.

## 6. Schlußbemerkung

Die in den vorhergehenden Abschnitten dargestellten Untersuchungsergebnisse sowie Angaben in der Literatur lassen

eine Reihe von Aussagen über Anwendungsmöglichkeiten von Mikrowellenverfahren in der zerstörungsfreien Prüfung zu. Dabei wird davon ausgegangen, daß die durch modellmäßige Untersuchungen und im Labormaßstab gewonnenen Erkenntnisse auf anwendungstechnische Aufgaben zu übertragen sind. Prinzipielle und im Verfahren begründete Schwierigkeiten, die einen praktischen Einsatz verhindern würden, waren nicht zu erkennen.

Die zerstörungsfreie Prüfung von Bau- und Konstruktionsteilen sowie Halbzeugen aus nichtmetallischen Werkstoffen ist mit Mikrowellenverfahren durchführbar. Wie auch bei anderen Prüfmethode, gibt es Einschränkungen, die z. B. durch besondere Formen und Abmessungen der Prüfobjekte bedingt sind. Hier kann im allgemeinen nur von Fall zu Fall über die Prüfmöglichkeit entschieden werden.

Probleme der Ankopplung des Prüfobjekts an die Prüfanordnung sind in den meisten Fällen gering oder zu vernachlässigen. Prüfbar sind auch Teile, die nur von einer Seite zugänglich sind. Eine metallische Belegung der Rückseite ist zulässig. Die Nachweismöglichkeiten für Inhomogenitäten z. B. Fehler wie Werkstofftrennungen, Blasen, Lunken, Einschlüsse oder örtliche Werkstoffveränderungen hängen von der Eigenstruktur des zu prüfenden Werkstoffs ab. In homogenen und isotropen Werkstoffen ließen sich noch Inhomogenitäten mit Abmessungen in der Größe der halben Wellenlänge im Werkstoff und darunter feststellen.

Zur Anpassung an das jeweils vorliegende Prüfproblem kann die erforderliche Nachweisempfindlichkeit bzw. das Auflösungsvermögen für Inhomogenitäten durch Auswahl und Dimensionierung der Antennenanordnung unter Beachtung der prinzipiellen Grenzen eingestellt werden. Der Aufwand hierfür hält sich in vertretbaren Grenzen, da handelsübliche Mikrowellenkomponenten eingesetzt werden können. Gegebenenfalls sind geringfügige Modifikationen erforderlich.

Hinsichtlich der verschiedenen Werkstoffgruppen sind deren besondere Eigenschaften zu beachten. Bei Prüfobjekten aus homogenen und isotropen Werkstoffen, d. h. Werkstoffen, deren Struktur klein gegen die verwendete Wellenlänge ist und die ebene Oberflächen aufweisen, zeigten sich keine Schwierigkeiten. Sind Prüfobjekte aus inhomogenen Werkstoffen und/oder mit unebenen Oberflächen wie glasfaserverstärkte Kunststoffe oder Holz zu untersuchen, dann ist die Nachweisempfindlichkeit herabgesetzt. In welchem Umfang das der Fall ist, hängt vom jeweiligen Produkt ab. Eine allgemeine Aussage kann nicht gemacht werden. Ist die Wellenlänge kleiner oder gleich der Eigenstruktur wie z. B. beim Beton, dann sind sinnvolle Prüfungen nicht mehr möglich. Wenn die Prüfaufgabe es zuläßt, kann zu einer größeren Wellenlänge übergangen werden. Fehler, deren Größe mit der Eigenstruktur vergleichbar sind, können nicht mehr gefunden werden.

Weitere Anwendungsmöglichkeiten für Mikrowellen sind die Kontrolle von Werkstoffeigenschaften. Hierbei kann es sich um zeitliche oder örtliche Veränderungen handeln. Voraussetzung ist, daß die mit den Werkstoffeigenschaften verknüpften dielektrischen Eigenschaften und deren Änderungen einen genügend großen Meßeffect bewirken. Als Bei-

spiel ist hier die Feuchtigkeitsbestimmung aufzuführen. Weitere Untersuchungen zur Anwendung von Mikrowellen in der zerstörungsfreien Prüfung sind notwendig. Diese sollten sich erstrecken auf weitere Produkte und auf verfahrenstechnische Grundlagen.

Die theoretischen Grundlagen der Anwendungen sind weiter zu entwickeln. Insbesondere eine Behandlung des Problems der Streuung von Mikrowellen an Inhomogenitäten in Prüfobjekten läßt Aufschlüsse über deren Nachweisgrenze erwarten. In diesem Zusammenhang werden experimentelle Untersuchungen an Objekten mit Modellfehlern vorgeschlagen, bei denen die Antennen nicht in der bisher üblichen Weise angeordnet sind. Die Hauptstrahlrichtungen von Sende- und Empfangsantenne sind dabei gegeneinander versetzt oder bilden einen Winkel.

Eine weitere Möglichkeit, um Störeinflüsse zu reduzieren, kann darin bestehen, die Polarisations-eigenschaften der Mikrowellen auszunutzen. Die Reflexion und Streuung an Inhomogenitäten verursacht eine Änderung der Polarisationsverhältnisse, wobei die Einfallbedingungen der Wellen zu berücksichtigen sind [6.1, 6.2]. Die praktische Anwendung macht gegebenenfalls den Einsatz anderer Antennentypen erforderlich. In verschiedenen Untersuchungen (s. z. B. [6.3, 6.4]) wurde über den Nachweis von Oberflächenfehlern an metallischen Objekten mit Mikrowellen berichtet. Eine wirtschaftliche Bedeutung ist für eine solche Anwendung z. Z. nicht erkennbar. Die in der Praxis eingeführten anderen Verfahren (Wirbelstromverfahren und magnetische Streuflußverfahren) bieten unter vergleichbaren Bedingungen mindestens die gleiche Leistungsfähigkeit mit geringerem Aufwand.

Die Untersuchungen wurden mit Schaltungen und Geräten ausgeführt, wie sie in der Mikrowellenmeßtechnik üblich sind. Die vorhandenen Komponenten und Geräte erlaubten es, Anordnungen und Versuchsparameter entsprechend den vorgesehenen Untersuchungen zu variieren. In der Praxis kann für eine spezielle Prüfaufgabe der Aufwand an das vorliegende Problem angepaßt und damit wesentlich eingeschränkt werden.

In der letzten Zeit sind Neuentwicklungen, insbesondere auf dem Gebiet der aktiven Komponenten auf dem Markt erschienen, die es ermöglichen, anstelle der labormäßigen, räumlich ausgedehnten Anordnungen auf kompakte Geräteeinheiten überzugehen. Auch im Frequenzbereich über 40 GHz hinaus stehen die benötigten Mikrowellenteile zur Verfügung.

Bei der zeilenweisen oder flächigen Abtastung von Prüfobjekten sollte auf eine präzise mechanische Führung entweder des Antennensystems oder des Objekts nicht verzichtet werden, um Unsicherheiten infolge von Bewegungen gegeneinander zu vermeiden.

Die Entwicklung von manuell zu führenden Prüfsonden dürfte z. Z. noch auf erhebliche Schwierigkeiten stoßen.

Der Vollständigkeit wegen ist noch zu erwähnen, daß der Einsatz von Datenverarbeitungsanlagen zur Signalanalyse und -auswertung bei entsprechenden prüftechnischen Anforderungen als sinnvoll anzusehen ist.

## 7. Literatur

- [1.1 ] Woebcken, W.:  
Zerstörungsfreie und bedingt zerstörungsfreie  
Kunststoffprüfung.  
Vortragstagung Stuttgart, Nov. 1975
- [1.2 ] Buhmann, K. P., H.-A. Stelling u. Th. Winkler:  
Zerstörungsfreie Prüfverfahren für Verbundwerk-  
stoffe.  
Kunststoffe 64 (1974) Nr. 12, S. 750 – 760
- [1.3 ] Kolb, K.:  
Zerstörungsfreie Prüfung von Kunststoffverbindun-  
gen.  
Kunststoffe 66 (1976) Nr. 6, S. 357 – 360
- [1.4 ] Groll, H.:  
Mikrowellenmeßtechnik.  
F. Vieweg & Sohn, Braunschweig 1969, Kap. 11
- [1.5 ] Plunkett, J. C. u. R. D. Seltzer:  
Physical Property Evaluation of Composite Materials  
Using Swept Frequency Techniques.  
6th International Conference on Nondestructive  
Testing, Hannover 1970, C, S. 147 – 161
- [1.6 ] Green, D. T.:  
Application of Microwaves to Non-Destructive  
Testing and to the Measurement of Solid Propellant  
Burning Rates.  
British Journal of N.D.T. 13 (1971) S. 134 – 140
- [1.7 ] Britain, A. S.:  
Instrument of Microwave Control of Dielectrics  
Using a Waveguide Magic-Tee-Junction.  
Sov. Journ. NDT 5 (1970) S. 610 – 611
- [1.8 ] Tiuri, M. u. P. Liimatainen:  
Microwave Method for Measurement of Fiber  
Orientation in Paper.  
4th European Microwave Conference 1974,  
Montreux, S. 137 – 140
- [1.9 ] Rzepecka, M. A., M. A. K. Hamid u. A. K. Soliman:  
Monitoring of Concrete Curing Process by Micro-  
wave Terminal Measurements.  
IEEE Transactions on Industrial Electronics and  
Control Instrumentation, IECI-19 (1972) Nr. 4,  
S. 120 – 125
- [1.10] Dean, D. S. u. L. A. Kerridge:  
Microwaves Techniques in Research Techniques in  
Nondestructive Testing.  
(Hrsg. R. S. Sharpe). Academic Press, New York  
1970
- [1.11] Grubinskas, R. C.:  
State of the Art Survey on Holography and Micro-  
waves in Nondestructive Testing.  
Army Materials and Mechanics Research Center,  
Waterton 1972, AD-755 116
- [2.1 ] Meinke, H. u. F. W. Gundlach:  
Taschenbuch der Hochfrequenztechnik, 3. Aufl.  
Springer-Verlag, Berlin 1968
- [2.2 ] Sommerfeld, A.:  
Vorlesungen über theoretische Physik, Optik.  
Dieterich'sche Verlagsbuchhandlung, Wiesbaden  
1950
- [2.3 ] Born, M. u. E. Wolf:  
Principles of Optics, 3. Aufl.  
Pergamon Press, London/New York/Paris 1965
- [2.4 ] Beeh, A.:  
Dielektrische Schichten im Strahlungsfeld von Mi-  
krowellenantennen.  
Wiss. Berichte AEG-TELEFUNKEN 45 (1972)  
S. 26 – 36
- [2.5 ] Kerker, M.:  
The Scattering of Light and other Electromagnetic  
Radiation.  
Academic Press, New York und London 1969
- [2.6 ] Richmond, J. H.:  
Scattering by a Dielectric Cylinder of Arbitrary  
Cross Section Shape.  
IEEE Transactions on Antennas and Propagation,  
AP-13 (1965) S. 334 – 341
- [3.1 ] Groll, H.:  
Mikrowellenmeßtechnik.  
F. Vieweg & Sohn, Braunschweig 1969
- [3.2 ] Harvey, A. F.:  
Measurement Methods and Instruments for Micro-  
wave Frequencies.  
In: Handbuch der Physik, Band XIII, Elektrische  
Instrumente; Springer-Verlag, Berlin, Heidelberg,  
New York 1967
- [3.3 ] Meinke, H. u. F. W. Gundlach:  
Taschenbuch der Hochfrequenztechnik, 3. Aufl.  
Springer-Verlag, Berlin 1968
- [3.4 ] Brand, H.:  
Schaltungslehre linearer Mikrowellenetze.  
S. Hirzel Verlag, Stuttgart 1970
- [3.5 ] Schlude, F. u. F. H. Wettmann:  
Über ein Verfahren zur raschen Bestimmung der  
komplexen DK im Mikrowellenbereich.  
Nachrichtentechn. Zeitung 27 (1974) H. 10,  
S. 365 – 368
- [3.6 ] Busker, L. H. u. R. J. Mosher:  
Microwave moisture sensing system including  
means to continuously change the transmission  
path of the microwave energy.  
US-Patent 3.599.088, 1971
- [3.7 ] – Microwave Inspection Applications Guide.  
Aerojet-General Corporation, N 70-16400
- [3.8 ] Cronson, H. M., A. M. Nicolson u. P. G. Mitchell:  
Extension of Time Domain Metrology above  
10 GHz to Material Measurements.  
IEEE Transactions on Instrumentation and  
Measurement, IM-23 (1974) Nr. 4, S. 463 – 468
- [3.9 ] Suggett, A.:  
Microwave dielectric measurements using time  
domain spectroscopy: note on recent technique  
advances.  
J. of Physics E: Scientific Instruments 8 (1975)  
Nr. 4, S. 327 – 330
- [4.1 ] Kühn, R.:  
Mikrowellenantennen.  
VEB Verlag Technik, Berlin 1964

- [4.2 ] Heilmann, A.:  
Antennen III.  
Bibliographisches Institut, Mannheim 1970
- [4.3 ] – IEEE Test Procedure for Antennas, Number 149.  
IEEE Trans. Antennas and Propagation, AP-13  
(1965) Nr. 1, S. 437 – 466
- [4.4 ] Dyson, J. D.:  
Measurement of Near Fields of Antennas and Scatterers.  
IEEE Trans. Antennas and Propagation, AP-21  
(1973) Nr. 4, S. 446 – 460
- [4.5 ] Richmond, J. H. u. T. E. Tice:  
Probes for Microwave Near-Field Measurements.  
IRE Trans. Microwave Theory and Techniques,  
MTT-3 (1955) Nr. 3, S. 32 – 34
- [4.6 ] Meinke, H. u. F. W. Gundlach:  
Taschenbuch der Hochfrequenztechnik, 3. Aufl.  
Springer-Verlag, Berlin 1968
- [4.7 ] Flügge, J.:  
Leitfaden der geometrischen Optik und des Optik-  
rechnens.  
Vandenhoeck & Ruprecht, Göttingen 1956
- [4.8 ] Goubeau, G. u. F. Schwering:  
On the Guided Propagation of Electromagnetic  
Wave Beams.  
IRE Trans. Antennas and Propagation, AP-9  
(1961) S. 248 – 256
- [4.9 ] Deschamps, G. A.:  
Ray Techniques in Electromagnetics.  
Proc. IEEE 60 (1972) Nr. 9, S. 1022 – 1035
- [5.1 ] Haferkamp, H.:  
Glasfaserverstärkte Kunststoffe.  
VDI-Taschenbuch T 17, VDI-Verlag, Düsseldorf  
1970
- [5.2 ] Brown, W. F.:  
Dielectrics in Handbuch der Physik, Bd. XVII.  
Springer-Verlag, Berlin 1956
- [5.3 ] Wesch, L. u. G. Wichmann:  
Zerstörungsfreie Bestimmung des Glasanteils in  
Gießharzen mittels Mikrowellen.  
Kunststoffe 56 (1966) H. 12, S. 880 – 885
- [5.4 ] Kollmann, F.:  
Holz und Holzwerkstoffe in der Technik von heute  
und morgen.  
Z. f. Werkstofftechnik 5 (1974) Nr. 4, S. 200 – 205
- [5.5 ] Hartshorn, L. u. J. A. Saxton:  
The Dispersion and Absorption of Electromagnetic  
Waves.  
In: Handbuch der Physik, Bd. XVI, Springer-Verlag,  
Berlin 1958
- [5.6 ] Brain, M.:  
Measurement and Control of Moisture in Wheat.  
Measurement and Control 3 (1970) S. T 181 bis  
T 187
- [5.7 ] Lindberg, K. u. U. Ternström:  
Microwave Moisture Meters for the Paper and  
Pulp Industry.  
Measurement and Control 3 (1970) S. T 33 – T 38
- [5.8 ] Botsco, R.:  
Microwave Moisture Measurement.  
Instruments and Control Systems 43 (1970) Nr. 5,  
S. 116 – 117
- [5.9 ] Kalinski, J.:  
Industrielle Feuchtemessung mit Mikrowellen.  
Feingerätetechnik 23 (1974) H. 1, S. 11 – 15
- [5.10] Kraszewsky, A.:  
Microwave Instrumentation for Moisture Content  
Measurement.  
Journal of Microwave Power 8 (1973) Nr. 3/4,  
S. 323 – 333
- [5.11] Bosisio, R. G., L. Nappert u. H. Hua Quoc:  
The Regenerative Digital Transducer (RTD): A new  
Active Microwave Field Sensor for Industrial  
Measurements and Control.  
4th European Microwave Conference, Montreux,  
1974, S. 141 – 145
- [5.12] Hamid, M. A. K. u. N. J. Mostowy:  
Open circuit step cavity resonator for continuous  
monitoring of sheet moisture content.  
Int. J. Electronics 37 (1974) Nr. 4, S. 511 – 520
- [5.13] Bosisio, R. G. u. M. Giroux:  
A New Portable Moisture Meter Using Resonant  
Glow Wave Perturbation Techniques.  
Pulp and Paper Magazine of Canada 72 (1971)  
Nr. 12, S. 66 – 68
- [5.14] Bodlaj, V.:  
Dicken-, Entfernungs- und Geschwindigkeitsmes-  
sungen von Gegenständen mittels eines piezoelek-  
trischen Laserstrahlableiters.  
messen + prüfen/automatik 1972, S. 778 – 782
- [5.15] Brand, H.:  
Schaltungslehre linearer Mikrowellennetze.  
S. Hirzel Verlag, Stuttgart 1970
- [6.1 ] Born, M. u. E. Wolf:  
Principles of Optics, 3. Aufl.  
Pergamon Press, London/New York/Paris 1965
- [6.2 ] Steinbach, K.:  
Ein Beitrag zur informationstechnischen Auswer-  
tung der Polarisation hochfrequenter Wellen.  
Dissertation TU Hannover 1971
- [6.3 ] Robinson, L. A. u. U. H. Gysel:  
Microwave coupled-stripline surface-crack detector.  
Stanford Research Institute, AD 749 799, 1972
- [6.4 ] Husain, A. u. E. A. Ash:  
Microwave Scanning Microscopy for Non-Destructive  
Testing.  
5th European Microwave Conference 1975, Ham-  
burg, C 3.3, S. 213 – 217







