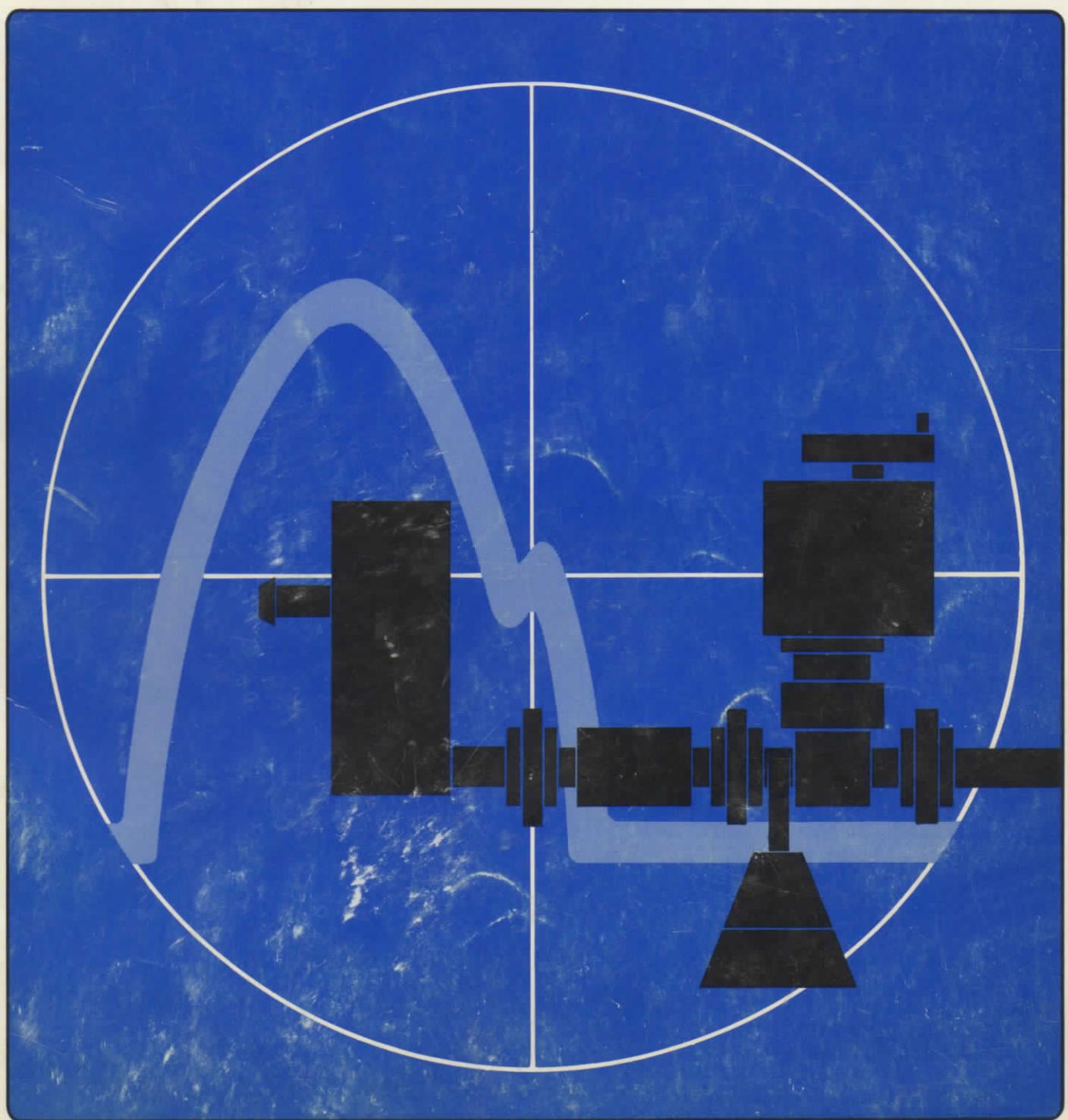




**PHILIPS**

## **Experimente mit Mikrowellen 1**



# Vorwort

Mikrowellen umfassen den Frequenzbereich von 300 MHz bis 300 GHz. Ihre Technik wurde etwa 1944 mit der Einführung des Frühwarnradars \*) geboren. Seitdem wurde eine Vielzahl von Radar- und Richtfunkanlagen gebaut. Weitere wichtige Anwendungen ergaben sich in der Forschung bei Material- und Plasmauntersuchungen.

Heutzutage verlieren die Mikrowellen rasch den Ruf, nur für jene Ingenieure und Wissenschaftler wichtig zu sein, die an besonders hochstehenden oder schwierigen Systemen oder Forschungsaufgaben arbeiten. So werden die neuen preiswerten Festkörperoszillatoren die Anwendungsbereiche beträchtlich erweitern, da sich mit ihnen erstmals kleine, leichte und preiswerte Untergruppen herstellen lassen. Mit diesen werden bereits Einbruchs-Alarmanlagen, Geschwindigkeitsmesser und Auf Fahrwarnanlagen für Fahrzeuge gebaut.

Die Richtfunktechnik mit Mikrowellen wird noch wichtiger, wobei man von den dicht belegten Bändern des Frequenzspektrums zu noch höheren Frequenzen vordringen wird. Weltweite Satelliten-Verbindungen werden für die Rundfunk- und Datenübertragung eingerichtet. Daneben wird in den nächsten Jahren die direkte Übertragung von Fernsehprogrammen mit Mikrowellen (12-GHz-Bereich) eingeführt werden.

Die Radartechnik bleibt weiterhin einer der wichtigsten Anwendungsbereiche. Zu den Standard-Einrichtungen des Flugverkehrs gehören Anlagen zur Vermeidung von Kollisionen, Weitbereichsfolgeradars und Feuerleitsysteme. Bei den Schiffen sind sowohl Ozeanriesen wie Privatyachten mit Wettermradaranlagen ausgerüstet. In den meisten Häfen und Flussmündungen werden die Schiffe mit unfehlbarer Sicherheit durch Radarleitsysteme zu ihren Anlegestellen gebracht. Ebenso erfolgreich werden Mikrowellen zur Erforschung des Welt Raumes eingesetzt. Raumschiffe sind mit Höhenmessern und Geschwindigkeitsenso-

ren ausgerüstet, die ihnen exakte Landung und präzise Koppelmanöver ermöglichen.

Dieses Büchlein ist das erste einer Serie. Es soll den Studenten in die Welt der Mikrowellen einführen. Es vermittelt einfache praktische Beschreibungen der Komponenten eines Meßplatzes, mit denen fünf Grundversuche durchgeführt werden sollen.

Mit dem durch dieses Büchlein vermittelten Wissen gelangt der Lernende in die Lage, mit weitergehenden Studien dieser aufregenden Technik fortzufahren. Hierzu kann die Literaturlaufstellung auf der letzten Seite nützliche Dienste leisten.

\*) Der Begriff Radar ist die Abkürzung von "radio detecting and ranging".

# Experimente mit Mikrowellen I

## Inhalt:

Inhalt:

Vorwort

Der Mikrowellenmeßplatz

Einleitung. Das Hohlleiterfeld

Versuch 1 Untersuchung eines Reflexklystrons

2 Messung von Frequenz, Wellenlänge und Dämpfung

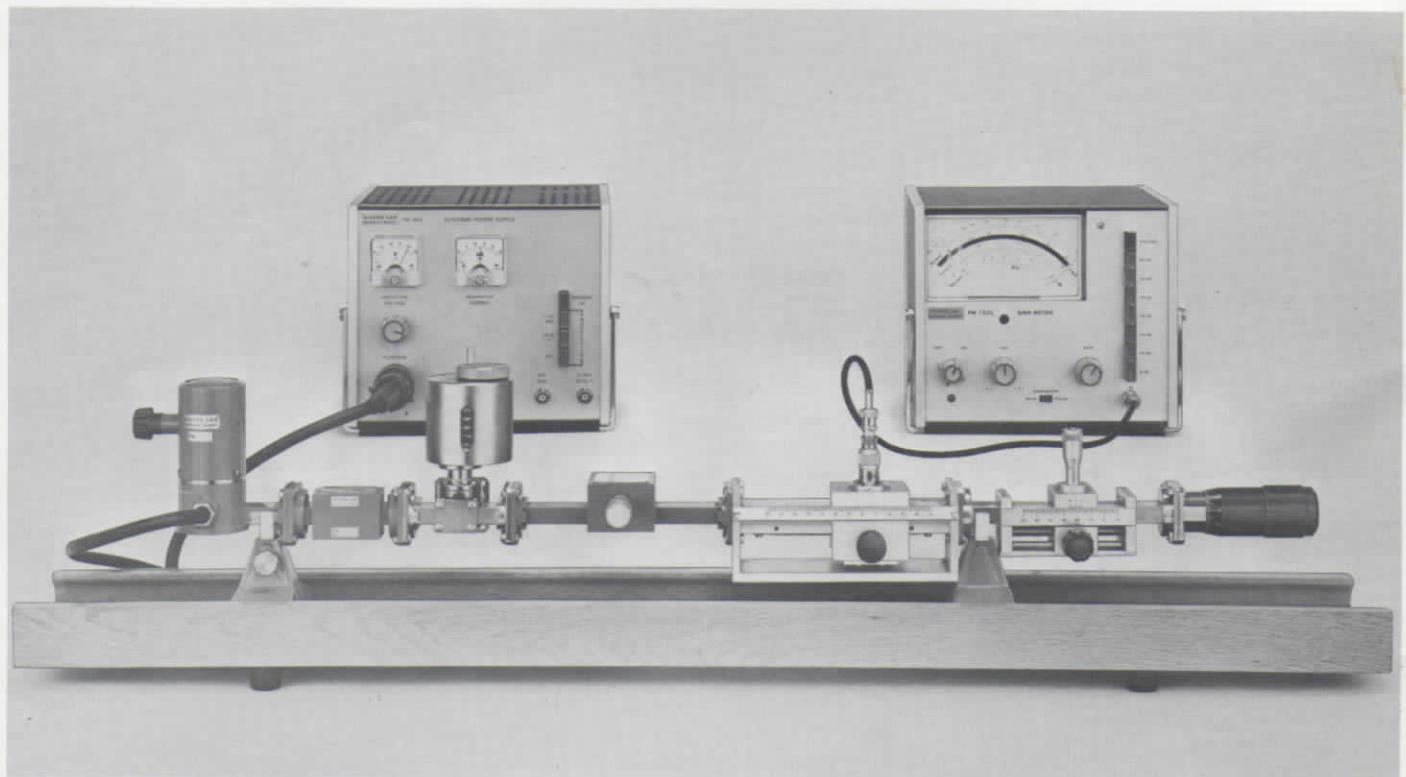
3 Stehwellenmessungen

4 Impedanzmessungen. Das Smith-Diagramm

5 Antennenmessungen

Bauteilebeschreibung

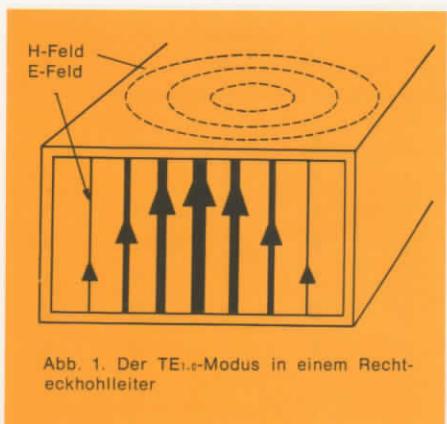
Literaturverzeichnis



# Der Mikrowellen-Messplatz PM 7000X

Zum Meßplatz gehörende Geräte	Typen-Nummer	Versuch				
		1	2	3	4	5
Klystron-Speisegerät	PM 7812	1	1	1	1	1
Klystronhalter mit Klystron 2K25	PM 7011X	1	1	1	1	1
Ferrit-Isolator	PM 7045X	1	1	1	1	1
Geeichtetes Dämpfungsglied	PM 7110X	1	1	1	1	1
Frequenzmesser	PM 7070X/ab	1	1	1	1	1
Hohlleiterständer	PM 7700	2	2	2	2	2
Hohlleiterhalter	PM 7701X	2	2	2	2	2
Detektor	PM 7195X	1				1
SWR-Meter	PM 7832	1	1	1	1	1
Stehwellendetektor	PM 7142X		1	1	1	
Einstellbarer Kurzschluß	PM 7216X		1	1	1	
Gleitschraubentransformator	PM 7151X			1	1	
Abschluß	PM 7220X		1	1	1	
Krümmer	PM 7345X					2
Gerader Hohlleiter	PM 7366X					1
Drehkupplung	PM 7888X					1
Hornstrahler	PM 7320X/01					2
<b>Zusätzlich benötigte Geräte:</b> (nicht im Meßplatz enthalten)						
Oszillograf		1				
Laborstativ						1

# Das Hohlleiterfeld



Der Begriff Hohlleiter bezeichnet gewöhnlich ein Metallrohr, durch das Energie transportiert werden kann. Es gibt rechteckige, kreisförmige und elliptische Hohlleiter usw. Hier beschäftigen wir uns speziell mit rechteckigen Hohlleitern, da diese am gebräuchlichsten sind. Außerdem werden die in den Versuchen benutzten Bauenteile aus dem rechteckigen X-Band-Hohlleiter R 100 (WR 90, WG 16) mit dem empfohlenen Frequenzbereich 8.2...12.5 GHz hergestellt.

Jeder Hohlleiter kann theoretisch unendlich viele verschiedene Typen von elektromagnetischen Wellen fortleiten. Jeder Wellentyp, genannt **Modus**, hat seine eigene elektrische und magnetische Feldverteilung. Jeder Modus hat auch eine kritische Frequenz, die sogenannte untere Grenzfrequenz (cut-off-frequency), unterhalb dieser keine Energie durch die Leitung transportiert werden kann. Die cut-off-Frequenz für jeden Modus ist durch die Abmessungen des Hohlleiters bestimmt. Ein gegebener Hohlleiter wird gewöhnlich in einem Frequenzbereich benutzt, in dem er Energie nur im niedrigsten Modus transportieren kann (mit der niedrigsten Grenzfrequenz). Gewöhnlich gibt es zwei Arten von Moden: die "transversalen elektrischen" Moden (TE-Moden) und die "transversalen magnetischen" Moden (TM-Moden). Ein

TE-Modus hat ein **elektrisches** Feld, das überall senkrecht zur Fortpflanzungsrichtung (der Hohlleiterachse) ist. Das Gleiche gilt für das **magnetische** Feld eines TM-Modus. Ein spezieller Fall ist der TEM-Modus, bei dem das elektrische **und** das magnetische Feld senkrecht zur Fortpflanzungsrichtung der Welle stehen. Dieser Modus tritt auf z.B. im freien Raum und in Koaxialleitern. Die verschiedenen Moden werden durch Indizes gekennzeichnet, z.B.  $TE_{m,n}$ . Dabei geben  $m$  und  $n$  die Zahl der Halbwellen-Änderungen des elektrischen Feldes in zwei Hauptrichtungen an. Die Feldverteilung für den niedrigsten Modus eines Rechteckhohlleiters ist in Abb. 1 gezeigt.

Die größte elektrische Feldstärke tritt in der Mitte des Hohlleiters auf. An den Schmalseiten ist das elektrische Feld Null. Das elektrische Feld hat keine Komponenten in X- und Z-Richtung.

# Untersuchung eines Reflexklystrons

## Ziel

Vertrautwerden mit der Arbeitsweise des Reflex-Klystrons und Messung einiger Eigenschaften.

## Geräte

1 Klystron-Speisegerät	PM 7812
1 Klystronhalter mit Klystron 2K25	PM 7011X
1 Ferrit-Isolator	PM 7045X
1 einstellbares Dämpfungsglied	PM 7110X
1 Frequenzmesser	PM 7070X/ab
1 Detektormeßkopf	PM 7195X
2 Hohlleiterhalter	PM 7700+7701X
1 Oszilloskop, z.B.	PM 3200

## Theorie

Das Klystron ist eine Mikrowellenröhre. Aus einem kontinuierlichen Elektronenstrahl wird in ihm durch Geschwindigkeitsmodulation Mikrowellenenergie gewonnen. Es lässt sich leicht abstimmen. Seine Frequenz kann über einen großen Bereich verändert werden. Außerdem lässt es sich leicht (puls- und frequenz-) modulieren. Abb. 1 zeigt das Schema eines Reflexklystrons.

Die aus der Katode emittierten Elektronen werden vom positiven Resonator beschleunigt. Sie durchlaufen dessen Gitter und nähern sich dem Reflektor. Dieser hat ein gegen die Katode negatives Potential. Deshalb werden die Elektronen von ihm reflektiert (Reflex-Klystron) und laufen zurück durch die Resonatorgitter. Angenommen, das Klystron beginne zu schwingen, so liegt zwischen den Gittern ein HF-Feld. Die vorwärtslaufenden Elektronen werden dann in Abhängigkeit vom Spannungsverlauf zwischen den Gittern entweder beschleunigt oder verzögert.

Beschleunigte Elektronen verlassen den Resonator mit erhöhter, abgebremste Elektronen mit verminderter Geschwindigkeit. Durch ihren Geschwindigkeitsunterschied benötigen sie verschiedene Zeiten zur

Rückkehr (d.h. sie haben verschiedene Laufzeiten). Im Ergebnis vereinigen sich die rückkehrenden Elektronen zu Bündeln. Diese Geschwindigkeitsänderung der Elektronen nennt man Geschwindigkeitsmodulation.

Während die Elektronenbündel durch den Resonator laufen, treten sie in Wechselwirkung mit dem Feld zwischen dessen Gittern. Kommen sie zu einer Zeit an, zu der sie abgebremst werden, so geben sie Energie an den Resonator ab. Das Klystron wird also schwingen. Die stärkste Schwingung tritt auf, wenn die Verweilzeit im Reflektor-Resonatorraum gerade  $n + \frac{3}{4}$  Perioden der Resonatorfrequenz entspricht. Dabei ist  $n$  eine natürliche Zahl einschließlich der Null. Wenn die Bündel zu einer Zeit durch die Gitter laufen, in der die Elektronen beschleunigt werden, entziehen sie dem Resonator Energie und es wird keine Schwingung auftreten.

Abb. 2 zeigt den Zusammenhang zwischen Ausgangsleistung, Schwingungsfrequenz und Reflektorspannung. Die Werte sind typisch für ein Klystron 2K25.

Es ist zu sehen, daß bei verschiedenen Reflektorspannungen Schwingen auftritt (entsprechend den verschiedenen Laufzeiten). Man sagt, das Klystron schwingt in verschiedenen Moden. Die Frequenz ist in erster Linie durch die Abmessungen des Resonatorhohlraumes bestimmt. Dadurch ist eine **mechanische Abstimmung** des Klystrons durch Ändern des Resonatorvolumens möglich. Kleine Frequenzänderungen können jedoch auch durch Abgleich der Reflektorspannung (oder der Resonatorspannung) erzielt werden. Dieses nennt man dann **elektronische Abstimmung**.

Das Klystron kann über die Reflektorspannung moduliert werden. Die Sinusmodulation über einen ganzen Modus zeigt Abb. 3. Es entsteht sowohl Frequenz- wie auch Amplitudenmodulation.

Soll die Ausgangsleistung mit einem selektiven Verstärker, z.B. dem SWR-Meter PM 7832, angezeigt werden, so muß das

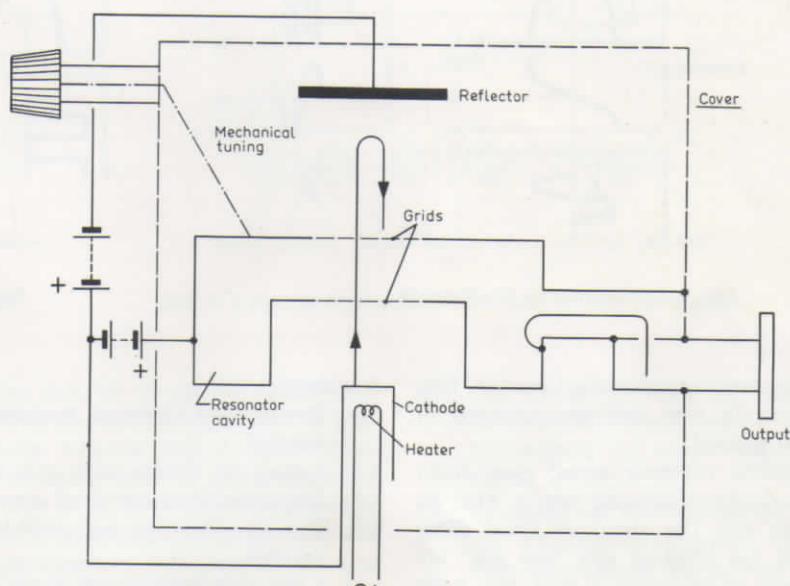


Abb. 1. Schema eines Klystrons 2K25

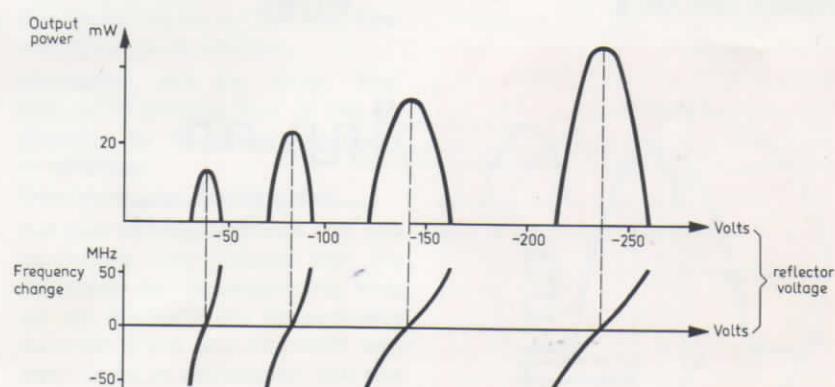


Abb. 2

## Versuch 1

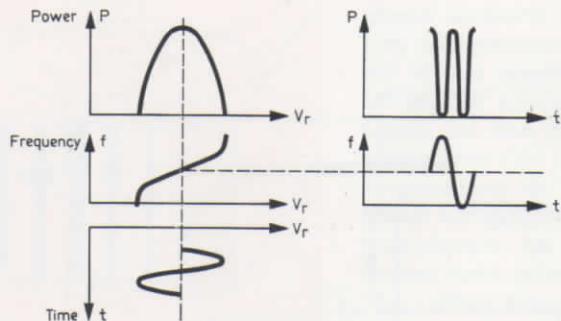


Abb. 3. Sinusmodulation des Klystrons

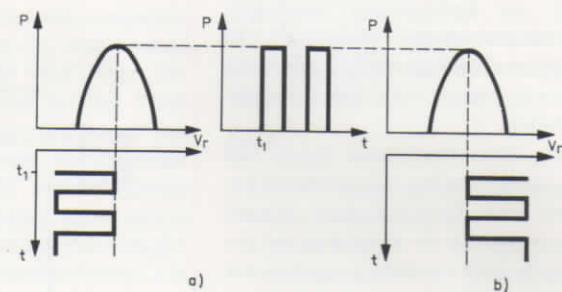


Abb. 4. Rechteckmodulation des Klystrons

Klystron amplitudenmoduliert werden. Dieses wird für eine Rechteckspannung in Abb. 4a gezeigt.

Das gleiche Ergebnis erzielt man, wenn die Modulationsspannung wie in Abb. 4b angelegt wird. Der wichtigste Punkt dabei ist, daß das Klystron von "voll aus" bis "voll ein" durchmoduliert wird. Das heißt neben der richtigen Lage der Modulationsspannung ist es ebenso wichtig, auch die richtige Amplitude zu wählen. Bei zu niedriger oder zu hoher Amplitude erhält man das Ergebnis nach Abb. 5.

### Ausführung

- 1. Erregen des Klystrons. Rechteckmodulation**
- 1.1 Aufbau der Geräte nach Abb. 6.
- 1.2 Dämpfungsglied auf 40 dB einstellen.
- 1.3 Den 30 dB-Knopf des SWR-Meters drücken.
- 1.4 Am Klystron-Speisegerät überprüfen, daß der Schalter "Res/Refl. on" auf **out** steht.

### Einschalten des Gerätes.

- Nur die 6.3-Volt-Heizspannung liegt jetzt am Klystron an.
- 1.5 Knopf "1 kHz  $\square \square$ " drücken und Reflektorspannung in Mittelstellung ( $\approx 100$  V).
  - 1.6 Mindestens 30 Sekunden warten, dann den Knopf "Res/Refl. on" drücken. Das Klystron wird nun mit 300V am Resonator und etwa -100V, moduliert mit einer 40V-Rechteckspannung, am Reflektor gespeist.
  - 1.7 Ändern der Reflektorspannung auf ca. -200 V und dabei das SWR-Meter beobachten. Die Spannung bei etwa -200 V so einstellen, daß sich ein maximaler Ausschlag am Instrument ergibt. Der Resonatorstrom soll 10-30 mA betragen.
  - 1.8 Falls sich kein Ausschlag am Instrument ergibt, den 40 dB-Knopf am SRW-Meter drücken und Schrift 1.7 wiederholen.
  - 1.9 Den Ausschlag nun mit dem 1 kHz Knopf am SWR-Meter auf Maximum bringen. Der Bandbreite-Schalter soll nun auf 20 Hz gestellt werden.

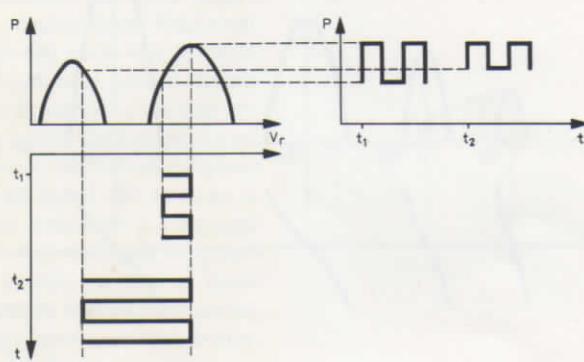


Abb. 5. Das Ergebnis falscher Modulationsspannung

Anm.: Falls nötig, kann die Modulationsfrequenz mit dem Potentiometer auf der Rückseite des Speisegerätes abgeglichen werden.

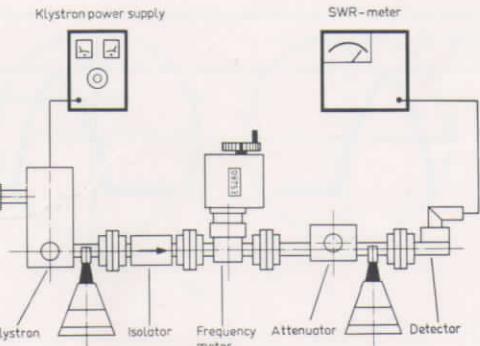


Abb. 6. Aufbau für Rechteckmodulation des Klystrons

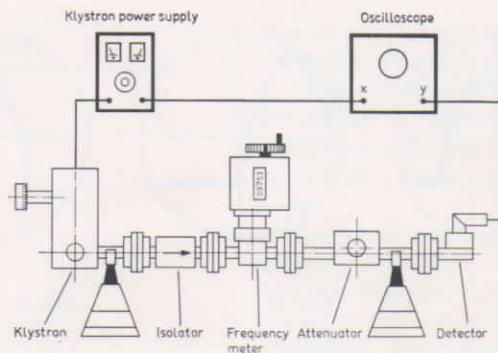


Abb. 7. Aufbau für Klystron-Untersuchungen mit dem Oszilloskop.

1.10 Den Frequenzmesser abstimmen, bis ein Rückgang im Ausschlag des SWR-Meters zu sehen ist (dip). Die Stellung des Frequenzmessers im Minimum des dips ist die Schwingungsfrequenz des Klystrons.

1.11 Das Klystron wie folgt auf eine bestimmte Frequenz abgleichen:  
Den Abstimmknopf des Klystrons verdrehen und dabei so mit der Reflektorspannung und dem Frequenzmesser folgen, daß sich stets ein maximaler Ausschlag ergibt.

Anm.: Für eine stabile Arbeitsweise ist es nötig das Klystron 10 Minuten vorzuheizen, bevor die Schritte 1.9 bis 1.11 ausgeführt werden.

## 2. Untersuchung der Moden auf einem Oszilloskop

2.1 Aufbau der Geräte nach Abb. 7.  
2.2 Dämpfungsglied auf 30 dB.

2.3 Der Schalter für die Horizontalablenkung des Oszilloskops muß in Stellung "External" stehen. Der Horizontaleingang wird mit der BNC-Buchse "0-30 V, 50 Hz ~" des Speisegerätes verbunden. Der Vertikalverstärker soll gleichspannungsgekoppelt sein und mit dem Detektor verbunden werden. Vertikaler Ablenkkoefizient: 10 mV/ Teil  
Horizontaler Ablenkkoefizient: 10 V/ Teil oder weniger (siehe 2.6)

2.4 Den Knopf "50 Hz ~" auf dem Klystron-Speisegerät drücken.

2.5 Überprüfen, daß der Knopf "Res/Refl. on" in Stellung "out" ist und der Einsteller für die Reflektorspannung in Mittellage.

Einschalten des Speisegerätes.

2.6 Auf dem Oszilloskop muß nun eine horizontale Linie sichtbar sein. Die Amplitude der Sinusspannung kann auf der Rückseite des Speisegerätes zwischen 0 und 30 V eingestellt werden. Sie ist so einzustellen, daß sich auf dem Oszilloskop eine horizontale Linie ergibt, die symmetrisch zur vertikalen Mittellinie ist. Die Symmetrie kann mit dem Knopf "x-shift" des Oszilloskops eingestellt werden.

2.7 Den Knopf "Res/Refl. on" auf dem Speisegerät drücken und die Reflektorspannung auf etwa -200 V einstellen.

2.8 Einstellen der Reflektorspannung und der Vertikalempfindlichkeit bis sich eine Modenkurve wie in Abb. 8 ergibt.

Anm.: Falls die Kurve "doppelt" ist, wird die Phasenlage der Horizontalspannung mit dem Potentiometer auf der Rückseite des Speisegerätes eingestellt.

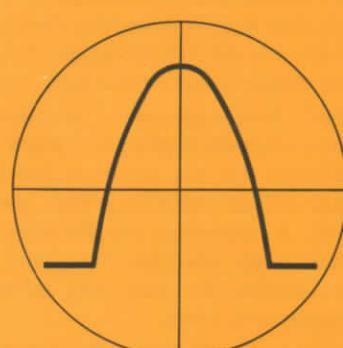


Abb. 8. Eine Modenkurve

## Versuch 1



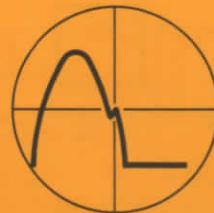
Abb. 9



Abb. 10



Abb. 11  
a)



b)



c)

Die Kurve auf dem Oszillografen zeigt einen Schwingungsmodus des Klystrons. Die horizontale Achse ist die "Reflektorspannungs-Achse", und die vertikale ist die "Leistungs-Achse". Die volle horizontale Ablenkung entspricht etwa einer Änderung von 85 V der Reflektorspannung. Die Modulationsspannung hat nämlich einen Wert von  $2 \cdot 1/2 \cdot 30 \text{ V} \approx 85 \text{ V}$  von Spitze zu Spitze.

- 2.9 Den Frequenzmesser abstimmen, bis eine Einstellung (dip) auf der Spitze der Modenkurve erscheint. Abb. 9. Die Ablesung ist die Mittenfrequenz dieses Modus.
- 2.10 Abstimmen des Klystrons auf 9.0 GHz mit dem Abstimmknopf des Klystrons. Dabei mit der Reflektorspannung und der Frequenzmessereinstellung folgen.
- 2.11 Den Frequenzmesser verstimmen. Falls nötig die Reflektorspannung abstimmen, bis das Maximum des Modus auf der Mittellinie liegt wie in Abb. 8. Einstellen der Vertikalempfindlichkeit oder der Dämpfung im Wellenleiter bis man volle vertikale Auslenkung erhält.
- 2.12 Ablesen und Eintragen der Reflektorspannung  $V_0$ , der Amplitude des Modus  $A_0$  und der Frequenz der Modenspitze  $f_0$  (Abb. 9).

- 2.13 Ändern der Reflektorspannung bis der Modus wie in Abb. 10 liegt. Ablesen und Eintragen der Reflektorspannung  $V_1$  (die obere "Schwingeinsatz-Spannung") in Tabelle I.
- 2.14 Wiederholen der Schritte 2.13, um die Frequenz des unteren Schwingeinsatzes zu erhalten. Eintragen in Tabelle I.
- 2.15 Erniedrigen der Reflektorspannung und Ausführen der Schritte 2.12-2.14 für zwei weitere Moden.
- 2.16 Mit dem erhaltenen Ergebnis ein Modus-Diagramm wie in Abb. 2 (obere Hälfte) zeichnen.

### 3. Elektronische Abstimmung

- 3.1 Abgleich der Reflektorspannung auf den höchsten Modus. Frequenz 9000 MHz.
- 3.2 Die Punkte halber Leistung wie folgt bestimmen:  
Abgleich der Reflektorspannung, um die Kurven der Abb. 11a-c zu erhalten. Ablesen und notieren der Reflektorspannungen und Frequenzen in Tabelle II.
- 3.3 Berechnen der elektronischen Bandbreite  $f' - f''$  und der Abstimm-Empfindlichkeit  $\frac{f' - f''}{V' - V''}$ .

Tabelle I Daten der Moden

		1. Modus	2. Modus	3. Modus	
Reflektorspannung	$V_0$				Volt
	$V_1$				
	$V_2$				
Amplitude	$A_0$				Teilstriche
Frequenz	$f_0$				MHz

Tabelle II Elektronische Abstimmung

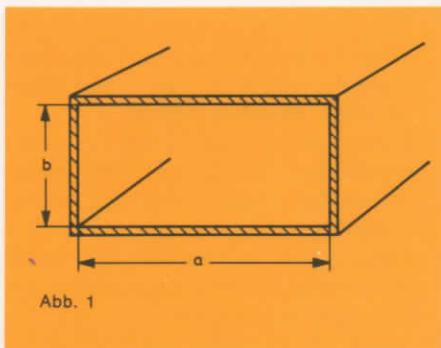
	a)	Schritt 3.2 Abb. 11 b)	c)	
Reflektorspannung				Volt
Frequenz				MHz

### Fragen

- Was tut man, wenn man den Ausschlag des SWR-Meters mit dem 1 kHz-Knopf zu einem Maximum macht?
- Warum ist es angebracht, die große Bandbreite (100 Hz) des SWR-Meters zu wählen, wenn man das Signal sucht?
- Angenommen, man will mehrere Moden gleichzeitig auf dem Oszilloskop sehen, was muß man tun?
- Warum ist es nötig, das Klystron zu modulieren, wenn man das SWR-Meter als Indikator benutzt?
- Warum schwingt das Klystron nur in gewissen Bereichen der Reflektorspannung?
- Welcher Modus entspricht der größten Elektronenlaufzeit?
- Wie groß sind die elektronische Bandbreite und die Abstimmempfindlichkeit des Klystrons?

## Versuch 2

# Messung von Frequenz, Wellenlänge und Dämpfung



### Ziel

Es soll der Zusammenhang zwischen Frequenz und Wellenlänge in einer rechteckigen Hohlleitung bestimmt werden. Die Dämpfung soll gemessen werden.

### Geräte

Siehe auch Bauteile-Beschreibung

1 Klystron-Speisegerät	PM 7812
1 Klystronhalter mit	
Klystron 2K25	PM 7011X
1 Ferrit-Isolator	PM 7045X
1 Einstellbares Dämpfungsglied	PM 7110X
1 Frequenzmesser	PM 7070X/ab
1 Meßleitung	PM 7142X
1 Einstellbarer Kurzschluß	PM 7216X
1 SWR-Meter	PM 7832
1 Abschluß	PM 7220X
2 Hohlleiterständer	PM 7700 + PM 7701X

### Theorie

#### Frequenz und Wellenlänge

In Versuch 1 wurde der Frequenzmesser benutzt um die Schwingungsfrequenz des Klystrons zu bestimmen. Diese Methode ist sehr einfach, und Rechnungen sind nicht erforderlich. Nun soll die Frequenz aus der Wellenlänge berechnet werden.

Die folgende Beziehung kann geprüft werden:  
 $c = f \cdot \lambda_0$  im freien Raum

$$\lambda_g = \frac{\lambda_0}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda_0}{\lambda_c}\right)^2}} \quad \text{für luftgefüllten Hohlleiter}$$

$$\lambda_c = \frac{2}{\sqrt{\left(\frac{m}{a}\right)^2 + \left(\frac{n}{b}\right)^2}} \quad \text{für } TE_{m,n}$$

oder  $TM_{m,n}$ -Moden in rechteckigen Wellenleitern wobei:

$$c = \text{Wellengeschwindigkeit im freien Raum (Lichtgeschwindigkeit)} \approx 3.10^8 \text{ m/s}$$

$f$  = Frequenz

$\lambda_0$  = Wellenlänge im freien Raum

$\lambda_g$  = Wellenlänge im Hohlleiter

$\lambda_c$  = Grenzwellenlänge im Hohlleiter

$a$  = Breitseite des Hohlleiters (s. Abb. 1)

$b$  = Schmaleite des Hohlleiters

Für den  $TE_{10}$ -Modus gilt:

$$\lambda_c = \frac{2}{\sqrt{\left(\frac{1}{a}\right)^2 + \left(\frac{0}{b}\right)^2}} = 2a$$

Damit ist

$$\lambda_g = \frac{\lambda_0}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda_0}{2a}\right)^2}} = \frac{1}{\sqrt{\left(\frac{1}{\lambda_0}\right)^2 - \left(\frac{1}{2a}\right)^2}}$$

oder

$$\lambda_0 = \frac{1}{\sqrt{\left(\frac{1}{\lambda_g}\right)^2 + \left(\frac{1}{2a}\right)^2}}$$

Schließlich ergibt sich:

$$f = \frac{c}{\lambda_0} = c \cdot \sqrt{\left(\frac{1}{\lambda_g}\right)^2 + \left(\frac{1}{2a}\right)^2}$$

Die Hohlleiter-Wellenlänge  $\lambda_g$  kann gemessen werden als der doppelte Abstand zweier aufeinanderfolgender Minima im Stehwellenfeld. (stehende Wellen werden im Versuch 3 diskutiert)

$$a = 22,8 \text{ mm}$$

Die obige Formel

$$\lambda_g = \frac{\lambda_0}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda_0}{\lambda_c}\right)^2}}$$

zeigt, daß die Wellenlänge im Hohlleiter größer ist als die Wellenlänge im freien Raum.

Bei der Grenzfrequenz ist  $\lambda_g$  unendlich groß, d.h. entlang der Hohlleitung ändert sich das Feld nicht, bzw. es wird keine Energie transportiert.

### Dämpfung

Die Dämpfung im Mikrowellenbereich wird gewöhnlich in Dezibel (dB) angegeben.

$$\left(\frac{P_1}{P_2}\right) \text{ dB} = 10 \cdot \log \frac{P_1}{P_2}$$

wobei  $P_1/P_2$  ein Leistungsverhältnis ist.

Das Dämpfungsglied PM 7110X ist ein Semipräzisionsabschwächer. Es wird in den Versuchen dieses Buches meistens benutzt, um einen passenden Leistungspegel einzustellen. Die Ablesung ergibt das Verhältnis in dB zwischen der Leistung, die an die Last käme, wenn der Abschwächer nicht im System wäre und jener die ankommt, wenn er eingeschaltet wird. Dieses gilt genau nur, wenn das System abgeschlossen ist, d.h. ohne stehende Wellen (siehe Versuch 3).

## Ausführung

### 1. Allgemeines

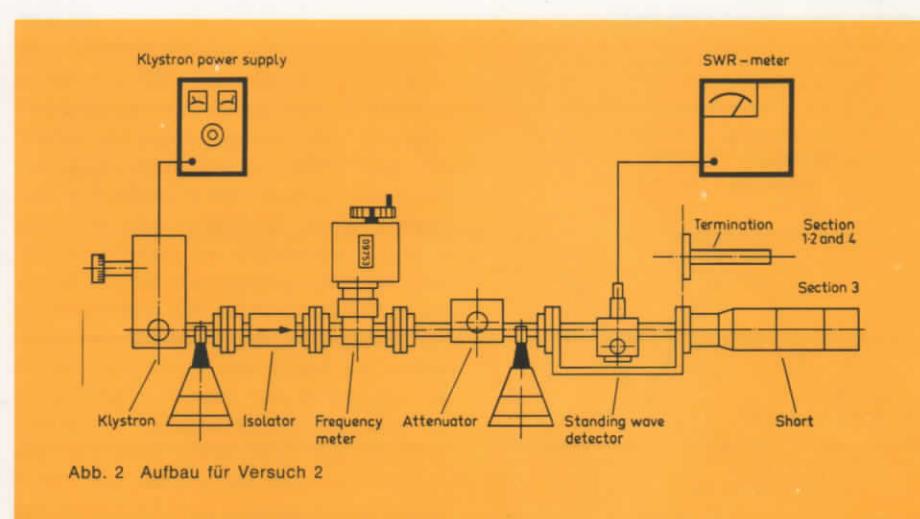
- 1.1 Aufbau der Geräte nach Abb. 2
- 1.2 Das Dämpfungsglied auf 20 dB stellen.
- 1.3 Die Sondentiefe der Meßleitung auf die rote Markierung der Skala stellen.
- 1.4 Den 40 dB-Knopf des SWR-Meters drücken.  
Bandbreite 100 Hz. Einsteller für 1kHz und Verstärkung in Mittelstellung.
- 1.5 Das Klystron einschalten. Den Modus bei ca. —200 V Reflektorspannung benutzen. Mit 1 kHz-Rechteck modulieren.
- 1.6 Die Reflektorspannung einstellen bis sich ein Maximum an SWR-Meter ergibt (um den Ausschlag auf der Skala zu halten, kann es nötig sein, das SWR-Meter auf den 30 dB-Bereich zu schalten).
- 1.7 Nun mit dem 1 kHz-Knopf am SWR-Meter den Ausschlag maximal machen. Bandbreitenschalter auf 20 Hz.

### 2. Frequenzmessung mit dem Frequenzmesser

- 2.1 Den Frequenzmesser durchdrehen bis ein Rückgang (dip) im Ausschlag des SWR-Meters auftritt. Den Frequenzmesser auf minimalen Ausschlag abstimmen.
- 2.2 Die Einstellung des Frequenzmessers ablesen und in Tabelle I notieren.

### 3. Wellenlängenmessung

- 3.1 Den Abschluß durch den einstellbaren Kurzschluß ersetzen. Den Frequenzmesser verstimmen!
- 3.2 Die Sonde entlang der Meßleitung verschieben und das SWR-Meter beobachten. Der Ausschlag wird sich stark ändern (siehe Versuch 3).



- 3.3 Die Sonde bis zu einem Punkt minimalen Ausschlags verschieben. Um eine richtige Ablesung zu bekommen, ist es nötig, die Verstärkung des SWR-Meters zu erhöhen, wenn man nahe am Minimum ist.
- 3.4 Ablesen und notieren der Sondenstellung in Tabelle I.
- 3.5 Die Sonde bis zum nächsten Minimum verschieben und erneut die Stellung in Tabelle I notieren.
- 3.6 Berechnen der Hohlleitungswellenlänge als doppelten Abstand der beiden Minima.
- 3.7 Messen der Innenabmessung  $a$  der Hohlleitung ( $22,860 \pm 0,046$  mm)  
Notieren in Tabelle I.
- 3.8 Berechnen der Frequenz aus  

$$f = c \cdot \sqrt{\left(\frac{1}{\lambda_g}\right)^2 + \left(\frac{1}{2a}\right)^2}$$
wobei  $c = 3 \cdot 10^8$  m/s =  $3 \cdot 10^{11}$  mm/s.  
Notieren in Tabelle I. Das Ergebnis hat die Dimension Hz.
4. Dämpfungsmessung.  
**Methode der Leistungsverhältnisse**  
Den einstellbaren Kurzschluß durch den Abschluß ersetzen.
- 4.2 Das Klystron auf 9000 MHz abstimmen.
- 4.3 Die Verstärkung des SWR-Meters auf Vollausschlag im 30 dB-Bereich einstellen (0 dB auf der unteren Skala). Falls nötig, die Einstellung des Dämpfungsgliedes ändern.
- 4.4 Die Mikrometeranzeige des Dämpfungsgliedes ablesen und in Tabelle II eintragen.
- 4.5 Die Dämpfung vergrößern durch Drehen der Mikrometerschraube nach rechts. Die Mikrometereinzeige ablesen, wenn der Ausschlag am SWR-Meter 2 dB auf der unteren Skala ist. In Tabelle II eintragen.
- 4.6 Die Dämpfung in 2 dB-Schritten auf 10 dB steigern und die entsprechenden Mikrometereinstellungen in Tabelle II eintragen.
- 4.7 In einer Kurve die Dämpfung als Funktion der Mikrometerablesungen darstellen. Mit der Kurve auf dem Dämpfungsglied vergleichen.

Anm.: Am SWR-Meter nichts ändern!

## Versuch 2

# Messung von Frequenz, Wellenlänge und Dämpfung

Tabelle I Frequenz und Wellenlänge

Schritt	2.2	3.4	3.5	3.6	3.7	3.8
Frequenzmesser ablesung (MHz)	1. Min. (mm)	2. Min. (mm)	$\lambda_g$ (mm)	a (mm)	$c \cdot \sqrt{\left(\frac{1}{\lambda_g}\right)^2 + \left(\frac{1}{2a}\right)^2}$	

Tabelle II Dämpfung

Schritt	4.3 - 4.6	4.7
SWR-Meter Ausschlag dB	Mikrometer-einstellung (mm)	Dämpfung aus der Eichkurve (dB)
0	-	
2	-	
4	-	
6	-	
8	-	
10	-	

### Fragen

1. In Schritt 3.1 soll der Frequenzmesser verstimmt werden! Warum?
2. Ergaben sich im Abschnitt 2 und 3 die gleichen Resultate? Falls nicht, warum?
3. Für die Dämpfungsmessung im Abschnitt 4 ist Gleichrichtung im quadratischen Kennlinienteil erforderlich. Warum?  
(s.a. SWR-Meter-Beschreibung)
4. Was passiert, wenn die Leistung an der Diode zu groß ist?

## Versuch 3

# Stehwellen-Messungen VSWR

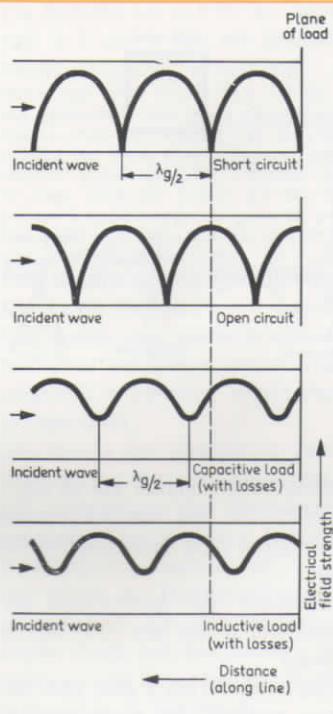


Abb. 1.

### Theorie

Das elektromagnetische Feld in jedem Punkt einer Übertragungsleitung (z.B. einer Hohlleitung) kann als die Summe von zwei Wellen betrachtet werden. Die „einfallende Welle“ läuft vom Generator weg, und die „reflektierte Welle“ läuft auf den Generator zu. Die reflektierte Welle entsteht durch Reflexion der einfallenden Welle an Unstetigkeiten der Leitung oder an einer Lastimpedanz, die nicht mit der charakteristischen Impedanz der Leitung übereinstimmt. Amplitude und Phase der reflektierten Welle hängen von Amplitude und Phase der reflektierenden Impedanz ab. Die Amplitude hängt auch von den Verlusten der Leitung ab. Auf einer verlustbehafteten Leitung werden beide Wellen abgeschwächt. Wenn die Leitung gleichförmig und unendlich lang ist, gibt es keine reflektierte Welle. Das Gleiche gilt für eine abgeschlossene Leitung endlicher Länge, d.h. die eine Last gleich der charakteristischen Impedanz der Leitung hat. Die beiden laufenden Wellen erzeugen eine stehende Welle auf der Leitung. Das elektrische (und magnetische) Feld ändert sich periodisch mit dem Abstand. Die maximale Feldstärke liegt dort, wo die beiden Wellen sich mit gleicher Phasenlage addieren und das Minimum dort, wo die beiden Wellen sich mit entgegengesetzter Phasenlage addieren. Abbildung 1 zeigt die Feldverteilung für verschiedene Lasten. Der Abstand zwischen zwei aufeinanderfolgenden Minima (oder Maxima) ist die Hälfte einer Wellenlänge auf der Leitung. Das Verhältnis zwischen den elektrischen Feldstärken der reflektierten und der einfallenden Welle nennt man den Spannungs-Reflexionskoeffizienten  $\varrho$ . Dieser ist eine Vektorgröße, d.h. seine Phasenlage ändert sich entlang der Übertragungsleitung. Falls es auf der Leitung Verluste gibt, ändert sich auch die Amplitude von  $\varrho$  mit der Lage auf der Leitung. Das „Spannungs-Stehwellen-Verhältnis“ (Abkürzung VSWR = voltage standing wave

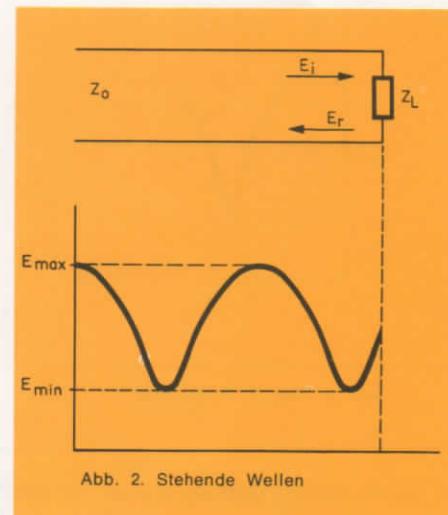


Abb. 2. Stehende Wellen

ratio oder kurz SWR) auf einer Übertragungsleitung ist definiert als das Verhältnis zwischen maximaler und minimaler Feldstärke auf der Leitung.

Entsprechend Abb. 2 kann gezeigt werden:

$$\varrho = \frac{E_r}{E_i} = \frac{Z - Z_0}{Z + Z_0}$$

Darin ist  $Z$  die Impedanz in einem Punkt der Leitung.

z.B. an der Last:

$$\varrho_L = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0}$$

$$S = \frac{E_{\max}}{E_{\min}} = \frac{|E_i| + |E_r|}{|E_i| - |E_r|}$$

$$|\varrho| = \frac{S - 1}{S + 1}$$

Die Grenzwerte von  $|\varrho|$  und  $S$  sind:

	$ \varrho $	$S$
Ideale Anpassung	0	1
vollständige Fehlanpassung	1	$\infty$

Anm.: In der angelsächsischen Literatur wird die Welligkeit manchmal auch als  $E_{\min}/E_{\max}$  definiert. Das heißt eine ideale Anpassung entspricht einem  $\text{SWR} = 1$  und die vollständige Fehlanpassung:  $\text{SWR} = 0$ .

Es gibt verschiedene Verfahren zur Messung der Welligkeit mit einer Meßleitung.

### Ziel

Vertrautwerden mit der grundlegenden Technik der Welligkeitsmessung mit der Meßleitung. Gebrauch des SWR-Meters.

### Geräte

- |                                |                 |
|--------------------------------|-----------------|
| 1 Klystron-Speisegerät         | PM 7812         |
| 1 Klystronhalter mit           |                 |
| Klystron 2K25                  | PM 7011X        |
| 1 Ferrit-Isolator              | PM 7045X        |
| 1 Einstellbares Dämpfungsglied | PM 7110X        |
| 1 Frequenzmesser               | PM 7070X/ab     |
| 1 Meßleitung                   | PM 7142X        |
| 1 Gleitschraubentransformator  | PM 7151X        |
| 1 Abschluß                     | PM 7220X        |
| 1 Kurzschluß                   | PM 7216X        |
| 1 SWR-Meter                    | PM 7832         |
| 2 Hohlleiterständer            | PM 7700 + 7701X |

## Versuch 3

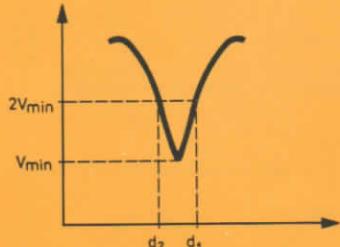


Abb. 3. Die "3 dB-Methode"

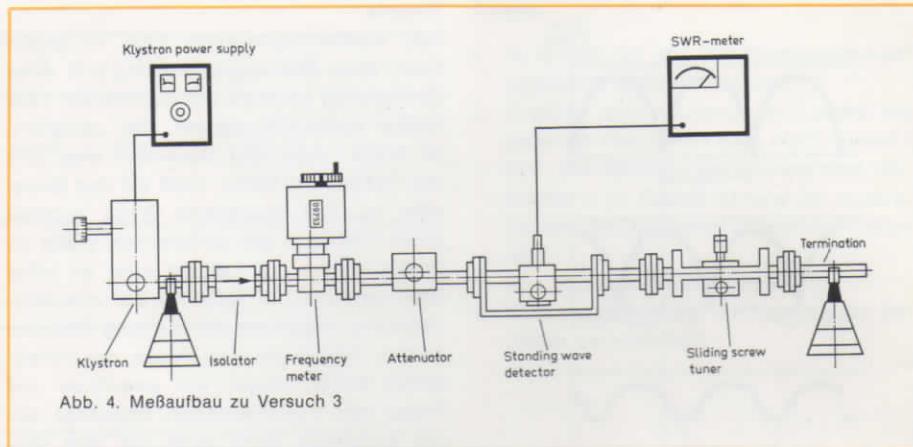


Abb. 4. Meßaufbau zu Versuch 3

In der Meßleitung wird ein kleiner Teil des elektrischen Feldes über eine in den Hohlleiter eingeführte Sonde (Antenne) ausgekoppelt und einem Detektor zugeführt. Bei der direkten Methode kann das Stehwellenverhältnis direkt auf dem SWR-Meter PM 7832 abgelesen werden.

Dieses Verfahren ist nur genau, wenn:  
a) die Sondentiefe klein genug ist, das Feld im Hohlleiter nicht zu stören.  
b) die Gleichrichterdiode im "quadratischen" Bereich arbeitet, d.h. wenn die Ausgangsspannung proportional der Eingangsleistung ist.

Wenn das SWR hoch ist, muß die Sondentiefe erhöht werden, um einen Ausschlag im Spannungsminimum zu erzielen. Dieses verursacht jedoch a) Feldverzerrungen, wenn die Sonde im Maximum ist und möglicherweise b) so hohe Leistung am Detektor, daß er nicht mehr im quadratischen Bereich arbeitet.

Eine Methode, die Wirkung der Sondenüberlastung zu überwinden, ist die "3 dB-Methode". Hierbei wird der Abstand zwischen jenen Punkten gemessen, an welchen die Detektor-Ausgangsspannung (proportional zur HF-Leistung) den doppelten Wert des Minimums erreicht. Siehe Abb. 3.

Das SWR erhält man aus

$$S = \sqrt{1 + \frac{1}{\sin^2 \frac{\pi(d_1-d_2)}{\lambda_g}}}$$

worin  $\lambda_g$  = Hohlleiter-Wellenlänge.  
Wenn  $S$  größer als etwa 10 ist, gilt

$$S = \frac{\lambda_g}{\pi(d_1-d_2)}$$

mit einem Fehler von wenigen Prozent.  
Die Wirkung der Abweichungen des Detektors vom quadratischen Verhalten wird durch die **Abschwächer-Methode** überwunden. Hierbei wird das Ausgangssignal des Detektors im Maximum dem Signal im Minimum gleichgemacht. Dazu dient ein Abschwächer, der zwischen Generator und Meßleitung eingefügt wird. Die Differenz der Einstellungen des Abschwächers ( $A_2 - A_1$ ) dB ergibt das  $\text{SWR} = S$ . Es gilt

$$A_2 - A_1 = 20 \log S$$

Der Fehler wird hier durch den Fehler des Dämpfungsgliedes (ein Präzisionsdämpfungsglied PM 7101X ist zu empfehlen) und die Sondenbelastung gegeben.

### Ausführung

#### 1. Allgemeines

- 1.1 Aufbau der Meßinrichtung nach Abb. 4.
- 1.2 Einstellbarer Abschwächer auf 20 dB
- 1.3 Den 40 dB-Knopf auf dem SWR-Meter drücken und das Gerät einschalten.

Bandbreitenschalter auf 20 Hz.

- 1.4 Die Sonde des Gleitschraubentransformators ganz herausdrehen (bis auf 0).
- 1.5 Einstellen der Sondentiefe an der Meßleitung auf die rote Marke der Skala.
- 1.6 Das Klystron bei 9 GHz zum Schwingen bringen. Die Reflektorspannung mit 1000 Hz Rechteck modulieren.
- 1.7 Einen mittleren Ausschlag am SWR-Meter einstellen.
- 1.8 Die Sonde entlang der Meßleitung bewegen. Dabei wird der Ausschlag sich nur sehr wenig ändern, d.h. die Leitung ist gut angepaßt.
2. **Messung von kleinen und mittleren Welligkeiten (SWR)**
- 2.1 Erhöhen der Sondentiefe des Gleitschraubentransformators auf 5 mm. Sondenlage: fest.
- 2.2 Die Sonde entlang der Meßleitung bis zu einem Maximum verschieben.
- 2.3 Die Verstärkung des SWR-Meters verändern bis es 1,0 anzeigt (auf der oberen Skala).
- 2.4 Die Sonde in ein Minimum verschieben.  
Anm.: Sonst nichts verändern!
- 2.5 Das SWR auf der oberen Skala ablesen und in Tabelle I eintragen.

2.6 Die Schritte 2.2—2.5 für Sondentiefen von 3, 7 und 9 mm am Gleitschraubentransformator wiederholen.

Anm.: Wenn das SWR kleiner als 1,3 ist, kann die gedehnte (rote) Skala benutzt werden. Hierzu muß vor Ausführung der Schritte 2.3—2.5 der (rote) Knopf "Expand" gedrückt werden. Wenn das SWR zwischen 3,2 und 10 liegt, muß bei Schritt 2.4 der nächsthöhere Verstärkungsknopf gedrückt werden. Das SWR wird dann auf der zweiten Skala von oben abgelesen.

3. Das Messen großer Welligkeiten. Die "3 dB-Methode"

3.1 Die Sonde des Gleitschraubentransformators auf 9 mm stellen. Wie aus Abschnitt 2 bekannt, ergibt dies ein großes SWR.

3.2 Die Sonde der Meßleitung verschieben, bis ein Minimum angezeigt wird.

3.3 Die Verstärkung des SWR-Meters so einstellen, daß sich eine Anzeige von 3 dB ergibt. (untere Skala)

3.4 Die Sonde der Meßleitung nach links verschieben, bis sich Vollausschlag ergibt (0 dB auf der unteren Skala). Ablesen und Eintragen der Schlittenstellung  $d_1$  in Tabelle II.

3.5 Den Schritt 3.4 wiederholen, nun aber die Sonde zur rechten Seite verschieben. Ablesen und Eintragen von  $d_2$ .

3.6 Den Gleitschraubentransformator und den Abschluß aus dem Meßaufbau entfernen und durch den Kurzschluß ersetzen.

Den Abstand zwischen zwei aufeinanderfolgenden Minima messen. Das Doppelte dieses Abstandes ist die Hohlleiterwellenlänge.

3.7 Das SWR nach der folgenden Gleichung berechnen:

$$S = \sqrt{1 + \frac{1}{\sin^2 \frac{\lambda_g}{\lambda_{d1-d2}}}}$$

$$\approx \frac{\lambda_g}{\pi(d_1-d_2)}$$

4. Das Messen großer Welligkeiten. Die "Abschwächer-Methode"

Anm.: Für diese Methode benötigt man einen Präzisionsabschwächer, z.B. PM 7101X. Der

Tabelle I Die SWR-Meter-Methode

Sondentiefe am Gleitschraubentransformator in mm				
	3	5	7	9
SWR				

Tabelle III Die Abschwächer-Methode

Schritt	4.3	4.4	4.5	SWR
	A <sub>1</sub> (dB)	A <sub>2</sub> (dB)	A <sub>2</sub> —A <sub>1</sub> (dB)	

Tabelle II Die 3-dB-Methode

Schritt	3.4	3.5	3.6	3.7
	d <sub>1</sub> (mm)	d <sub>2</sub> (mm)	1.Min. (mm)	2.Min. (mm)
				λ <sub>g</sub> (mm) SWR

im Aufbau benutzte Abschwächer, z.B. PM 7110X ist nicht ideal. Er kann jedoch gut benutzt werden, um das Prinzip zu erklären.

- 4.1 Die Sondentiefe am Gleitschraubentransformator auf 9 mm einstellen.
- 4.2 Die Sonde der Meßleitung verschieben, bis sich ein Minimum ergibt.
- 4.3 Das Dämpfungsglied auf A<sub>1</sub> = 20 dB einstellen. Die Verstärkung des SWR-Meters so einstellen, daß sich ein Ausschlag von 3 dB (untere Skala) ergibt.
- 4.4 Die Sonde entlang der Meßleitung verschieben und mit der Einstellung des Dämpfungsgliedes so folgen, daß der Ausschlag des SWR-Meters "auf der Skala" bleibt. Auf diese Weise ein relatives Maximum aufsuchen und das Dämpfungsglied so einstellen, daß sich der gleiche Ausschlag wie in 4.3 ergibt. Ablesen und Eintragen der Einstellung A<sub>2</sub> in die Tabelle.

4.5 Berechnen des Stehwellenverhältnisses nach:

$$S = 10 \frac{A_2 - A_1}{20}$$

Fragen

1. Warum haben aufeinanderfolgende Minima eines stehenden Wellenfeldes eine halbe Wellenlänge Abstand von einander?
2. Abb. 1 zeigt verschiedene stehende Wellenfelder. Die gezeigten kapazitiven und induktiven Lasten haben Verluste (reelle Komponenten). Wie würden die Felder ohne Verluste aussehen?
3. Welche Sondentiefe ergab die größte Welligkeit?
4. Mit der Sondentiefe 9 mm wurden drei Methoden angewendet. Stimmen die Ergebnisse überein?
5. Welche Methode ist wohl die genaueste? (bei 9 mm Sondentiefe)

## Versuch 4

# Impedanz-Messungen Das Smith-Diagramm

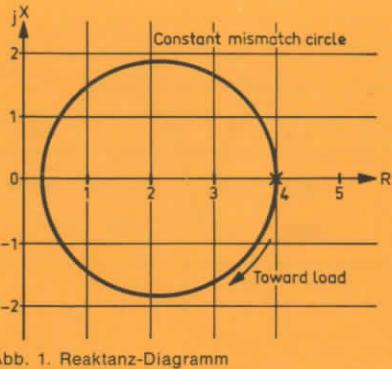


Abb. 1. Reaktanz-Diagramm

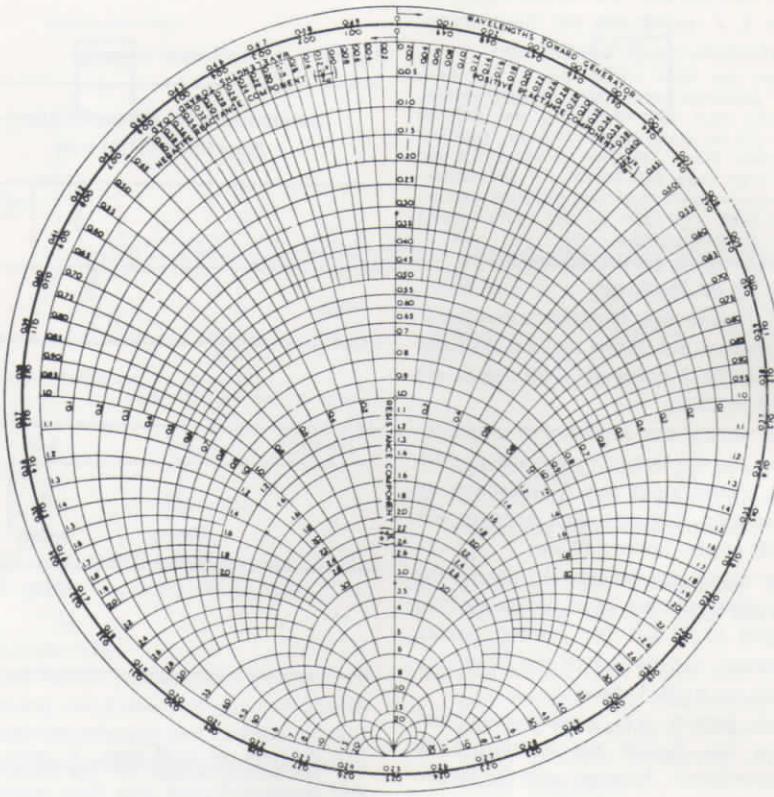


Abb. 2. Das Smith-Diagramm

### Ziel

Vertrautwerden mit dem Smith-Diagramm und Messung einer unbekannten Impedanz.

### Geräte

(siehe auch Bauteile-Beschreibung)

1	Klystron-Speisegerät	PM 7812
1	Klystronhalter mit	
	Klystron 2K25	PM 7011X
1	Ferrit-Isolator	PM 7045X
1	Einstellbares	
	Dämpfungsglied	PM 7110X
1	Frequenzmesser	PM 7070X/ab
1	Meßleitung	PM 7142X
1	Gleitschrauben-	
	transformator	PM 7151X
1	Abschluß	PM 7220X
1	Einstellbarer	
	Kurzschluß	PM 7216X
1	SWR-Meter	PM 7832
2	Hohlleiterhalter	PM 7700 + 7701X

### Theorie

Im Versuch 2 haben wir stehende Wellenfelder untersucht. Wie wir sahen, entstehen sie durch die Wechselwirkung von einfallenden und reflektierten Wellen. Im Fall der Anpassung (d.h. keine reflektierte Welle) ist das Verhältnis zwischen elektrischem und magnetischem Feld in allen Punkten entlang der Leitung gleich. Es entspricht der charakteristischen Impedanz  $Z_0$  der Leitung. Wenn eine reflektierte Welle existiert, ist das Verhältnis nicht mehr

für alle Punkte der Leitung gleich, d.h. der Wert der Impedanz ändert sich periodisch. Die Impedanz in jedem Punkt einer Übertragungsleitung kann in der Form  $R+jX$  geschrieben werden. Der mathematische Ausdruck der Impedanz in einem bestimmten Punkt ist nicht einfach zu verwenden. Anschaulicher sind grafische Darstellungen, z.B. das kartesische (rechteckige) Reaktanz-Diagramm nach Abb. 1. Die Maßstabzahlen sind normiert (bezogen) auf die charakteristische Impedanz der Leitung. Wenn die Leitung mit einer Last von  $4 Z_0$  abgeschlossen ist, wird die Impedanz entlang der Leitung durch Punkte auf dem

gezeichneten Kreis dargestellt (wenn die Leitung verlustfrei ist).

Diese Darstellung hat verschiedene Nachteile:

Sie enthält nicht alle Impedanzwerte bis ins Unendliche; die Kreise konstanter Fehlanpassung sind nicht konzentrisch, usw.

Eine sehr viel brauchbarere Darstellung ist das Smith-Diagramm nach Abb. 2. Es ist eine sogenannte konforme Transformation des Reaktanz-Diagramms.

	Reaktanz-Diagramm	Smith-Diagramm
Konstanter Widerstand	Vertikale Geraden	Kreise tangentiiell zum tiefsten Punkt
Konstante Reaktanz	Horizontale Geraden	Kreisbögen durch den tiefsten Punkt
Konstante Fehlanpassung	Nichtkonzentrische Kreise	Konzentrische Kreise um den Punkt $1+j \cdot 0$
Konstanter elektrischer Abstand von ohmscher Last	Kreisbögen durch den Punkt $1+j \cdot 0$	Radiale Geraden durch den Punkt $1+j \cdot 0$

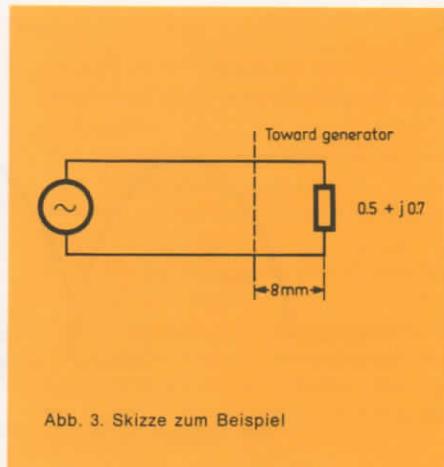


Abb. 3. Skizze zum Beispiel

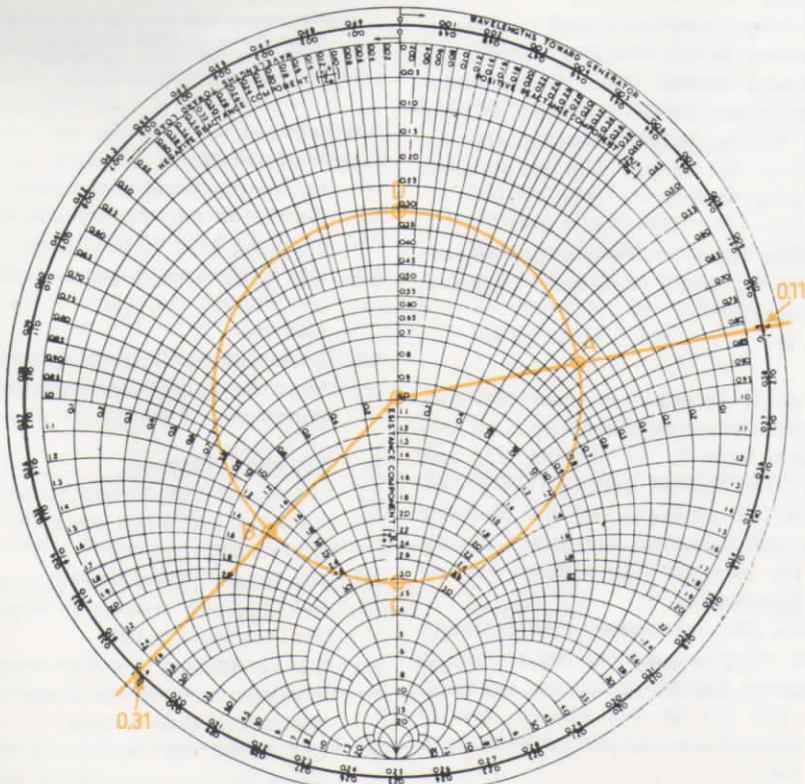


Abb. 4.

Der Maßstab am äußeren Rand des Smith-Diagramms gibt die Bewegung entlang der Leitung an, normiert auf die Leitungswellenlänge.

Im Normalfall werden die Widerstands- und Reaktanz-Maßstäbe auf  $Z_0$  normiert.

**Beispiel:** Vorausgesetzt wird eine verlustfreie Leitung mit einer Lastimpedanz von  $0.5 + j \cdot 0.7$ . Die Leitungswellenlänge sei 40 mm.

Wie groß ist die Impedanz in 8 mm Abstand auf dem Generator zu?

Wie groß ist das Stehwellenverhältnis der Last?

Wie weit von der Last entfernt ist das erste Minimum des stehenden Wellenfeldes?

Zur Lösung siehe Abb. 4. Punkt A stellt die Lastimpedanz  $0.5 + j \cdot 0.7$  dar. Ziehe die Gerade OA.

OA schneidet den äußeren Maßstab "Wellenlänge zum Generator" bei 0,11. Eine Bewegung von 8 mm auf der Leitung entspricht 0,2 Wellenlängen ( $8/40 = 0,2$ ).

Ziehe eine Gerade vom Punkt O durch  $0,11+0,2 = 0,31$  auf dem Maßstab "Wellenlänge zum Generator".

Zeichne einen Kreis mit dem Radius OA und dem Mittelpunkt O. Der Punkt B stellt die Impedanz in einem Punkt 8 mm "zum Generator" dar. Der Wert ist  $1,4 - j \cdot 1,4$ .

## Versuch 4

### Impedanz-Messungen Durch Smith-Diagramm

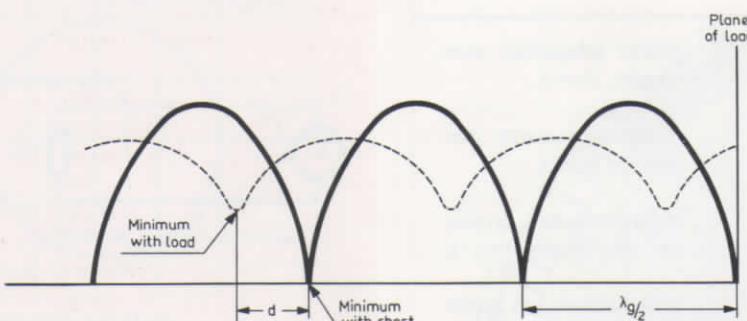


Abb. 5. Skizze zur Impedanzmessung

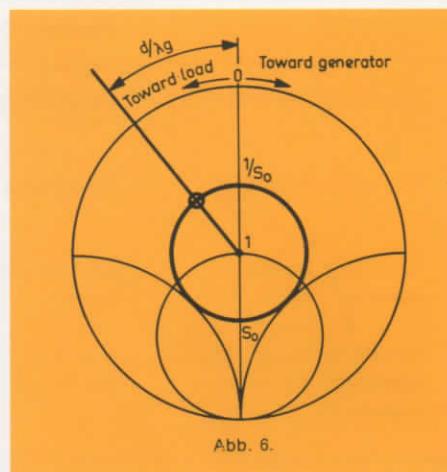


Abb. 6.

Das  $\text{SWR} = 3.2$  wird direkt im Punkt C abgelesen. Dieser Punkt entspricht einem Maximum des stehenden Wellenfeldes. Das erste Minimum erscheint im Punkt D,  $0,50 - 0,11 = 0,39$  Wellenlängen "zum Generator" von A aus.  $0,39$  Wellenlängen  $= 0,39 \cdot 4$  mm  $= 15,6$  mm.

Zum Vergleich kann das  $\text{SWR}$  wie folgt berechnet werden:

$$S = \frac{1 + |\varrho|}{1 - |\varrho|} \quad \text{mit } \varrho = \frac{Z/Z_0 - 1}{Z/Z_0 + 1}$$

Dabei ist  $Z$  die Impedanz in **jedem** Punkt der Leitung, der einem Punkt des gezeichneten Kreises entspricht. Z.B. gilt für den Punkt A:

$$\varrho = \frac{0,5 + j \cdot 0,7 - 1}{0,5 + j \cdot 0,7 + 1} = \frac{-0,5 + j \cdot 0,7}{1,5 + j \cdot 0,7}$$

$$|\varrho| = \sqrt{\frac{0,5^2 + 0,7^2}{1,5^2 + 0,7^2}} = 0,52$$

$$S = \frac{1 + 0,52}{1 - 0,52} \approx 3,2$$

Beim Messen einer unbekannten Impedanz ist es notwendig, eine Ebene zu definieren, auf welche die Impedanz bezogen ist. Diese Referenz-Ebene kann z.B. an den Eingangsklemmen des unbekannten Bauteils liegen. Die Messung wird wie folgt ausgeführt: Das unbekannte Bauteil wird an die Meßleitung angeschlossen und das  $\text{SWR} = S_0$  und die Lage eines Minimums werden

bestimmt.

Anschließend wird das Bauteil durch einen Kurzschluß an den Ausgangsklemmen der Meßleitung ersetzt. Zwei aufeinanderfolgende Minima werden bestimmt. Ihr doppelter Abstand ist die Hohlleiterwellenlänge. Eines der Minima wird als Referenz benutzt (s. Abb. 5).

Ein Kreis entsprechend dem gemessenen  $\text{SWR} = S_0$  wird in das Smith-Diagramm gezeichnet.

(Abb. 6)

$1/S_0$  ist die Impedanz in einem Minimum. Die Impedanz in der Ebene der Last wird auf dem Kreis  $S_0$  im Abstand  $d/\lambda_g$  vom Punkt  $1/S_0$  entfernt gefunden. Und zwar auf die Last zu, wenn sich das Minimum bei angeschlossenem Kurzschluß auf die Last hin verschiebt. Im anderen Fall auf den Generator zu.

Wie aus Abb. 5 entnommen werden kann, ist die Impedanz entlang der Leitung in bestimmten Punkten gleich der Lastimpedanz. Das gilt für alle Ebenen, die um  $\lambda_g/2, 3\lambda_g/2$  usw. von der Lastebene entfernt sind.

Anm.: Es wird vorausgesetzt, daß die Leitung verlustlos ist. Ist das nicht der Fall, dann

entspricht eine Bewegung entlang der Leitung einer Bewegung auf einer spiralförmigen Kurve im Smith-Diagramm. D.h., das  $\text{SWR}$  nimmt ab, wenn der Abstand von der Last zunimmt.

### Ausführung

#### 1. Allgemeines

- 1.1 Aufbau der Geräte nach Abb. 7.
- 1.2 Die Sonde des Gleitschraubentransformators ganz herausdrehen.
- 1.3 Das Klystron bei 9 GHz zum Schwingen bringen. Modulation: Rechteck 1000 Hz.
- 1.4 Einen mittleren Ausschlag am SWR-Meter im 40 dB-Bereich einstellen. Bandbreite: 20 Hz.

#### 2. Impedanz-Messung

- 2.1 Die Sonde des Gleitschraubentransformators auf 5 mm einstellen. Sondenort: fest.
- 2.2 Die Sonde der Meßleitung verschieben, bis sich maximaler Ausschlag am Instrument ergibt.
- 2.3 Die Verstärkung des SWR-Meters so einstellen, daß das Instrument 1,0 auf der oberen Skala anzeigt.
- 2.4 Die Sonde der Meßleitung bis zu einem Minimum verschieben. Ablesen und Eintragen in Tabelle I von  $\text{SWR} = S_L$  und der Schlittenstellung  $d_L$ .

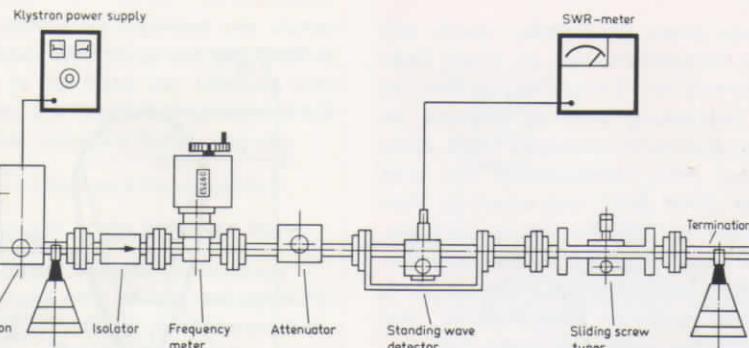


Abb. 7. Aufbau für Versuch 4

2.5 Den Gleitschraubentransformator und den Abschluß durch den Kurzschluß ersetzen. Der Kolben soll am Flansch stehen (0 auf der Mikrometerskala).

2.6 Ablesen und Eintragen der Lage von zwei aufeinanderfolgenden Minima  $d_{S_1}$  und  $d_{S_2}$  ( $d_{S_1}$  am nächsten bei  $d_L$ ). Der doppelte Abstand  $|d_{S_1} - d_{S_2}|$  ist die Leitungswellenlänge.

Anm.: In der Nähe eines Minimums die Verstärkung des SWR-Meters erhöhen, um eine genauere Ablesung zu ermöglichen.

2.7 Die Hohlleiterwellenlänge  $\lambda_g$  und  $d_L - d_{S_1}$  berechnen.

2.8 In das Smith-Diagramm einen Kreis entsprechend dem gemessenen SWR  $= S_L$  einzeichnen.

2.9 Den Punkt  $\frac{d_L - d_{S_1}}{\lambda_g}$  auf der Skala "Wavelength toward load", wenn  $(d_L - d_{S_1}) > 0$  oder "Wavelength toward load", wenn  $(d_L - d_{S_1}) < 0$  eintragen.

2.10 Eine Gerade ziehen vom Punkt  $1 + j \cdot 0$  durch den Punkt  $\frac{|d_L - d_{S_1}|}{\lambda_g}$  auf der nach 2.9 gefundenen Skala.

2.11 Ablesen und Eintragen der Lastimpedanz im Schnittpunkt der Geraden aus 2.10 und des  $S_L$ -Kreises aus 2.8.

2.12 Wiederholung der Schritte 2.2 - 2.11 bei 8,5 und 9,5 GHz.

### Fragen

- Warum ist es notwendig, die Impedanz einer Last einer Referenz-Ebene zuzuordnen?
- Bei den Messungen wurden die Minima des Wellenfeldes ausgenutzt. Ist es möglich, auch die Maxima zu benutzen? Falls ja, warum werden die Minima bevorzugt?
- Die im Versuch ermittelte Impedanz ist die Impedanz am Eingangsflansch des Gleitschraubentransformators. Wie ist es möglich, die Impedanz am Ort der Sonde zu finden?
- Ist die gemessene Impedanz frequenzunabhängig?

Tabelle I

Schritt	2.4	2.6	2.7	2.7	2.11
Frequenz GHz	SWR $S_L$	Last Minimum $d_L$ mm	Kurzschluß Minima $d_{S_1}$ mm	$\lambda_g =$ $\frac{2 \cdot  d_L - d_{S_1} }{ d_L - d_{S_2} }$ mm	$\frac{d_L - d_{S_1}}{\lambda_g}$ Last- Impedanz (siehe Anm.)
8.5					
9.0					
9.5					

Anm.: wenn  $d_L - d_{S_1}$  positiv ist: auf die Last zu, negativ ist: auf den Generator zu  
Wenn  $\frac{|d_L - d_{S_1}|}{\lambda_g} > \frac{1}{2}$  bedeutet das einfach einen zusätzlichen Umlauf im Smith-Diagramm.

## Versuch 5

# Antennen-messungen

### Ziel

Messung des Polardiagramms und des Gewinns eines Hornstrahlers.

### Garäte

(siehe auch Bauteile-Beschreibung)

1 Klystron-Speisegerät	PM 7812
1 Klystronhalter mit Klystron 2K25	PM 7011X
1 Ferrit-Isolator	PM 7045X
1 Einstellbares Dämpfungsglied	PM 7110X
1 Frequenzmesser	PM 7070/ab
2 Hohlleitungs-Krümmer	PM 7345X
1 Gerade Hohlleitung	PM 7366X
1 Drehkupplung	PM 7888X
2 Hornstrahler	PM 7320X/01
1 Detektor-Meßkopf	PM 7195X
1 SWR-Meter	PM 7832
2 Ständer + Halter	PM 7700 + 7701X
1 Laborstativ	

### Theorie

Läßt man einen Wellenleiter, durch den Energie transportiert wird, an einem Ende offen, so wird dort Energie abgestrahlt. Die offene Hohlleitung wirkt als Antenne. Im Fall des Rechteck-Hohlleiters stellt diese "Antenne" eine Fehlanpassung von etwa 2:1 dar ( $SWR = 2$ ) und strahlt in viele Richtungen ab. Die Anpassung wird verbessert, wenn die offene Hohlleitung Hornform erhält. Außerdem wird die Strahlung wegen der größeren Abstrahlfläche oder **Apertur** stärker gebündelt. (siehe Abb. 1) Im Strahlungsdiagramm einer Antenne wird die Feldstärke, oder häufiger die Leistung, als Funktion der Winkellage in konstanter Entfernung von der Antenne aufgetragen. Für Empfangsantennen ergibt sich das gleiche Diagramm. Dieses zeigt dann die Empfindlichkeit in Abhängigkeit von der Richtung.

Ein Antennenfeld ist natürlich dreidimensional. Aus praktischen Gründen wird es gewöhnlich als zweidimensionales Feld in einer oder in mehreren Ebenen dargestellt. Für eine Hornantenne sind dies die E- und die H-Ebene (siehe Abb. 2).

Ein Antennenfeld besteht aus mehreren Strahlungskeulen, der Hauptkeule, den Nebenkeulen und der Rückwärtskeule. Der größte Teil der Leistung ist in der Hauptkeule vereinigt. Es ist meistens erwünscht, die Leistung in den Nebenkeulen und der

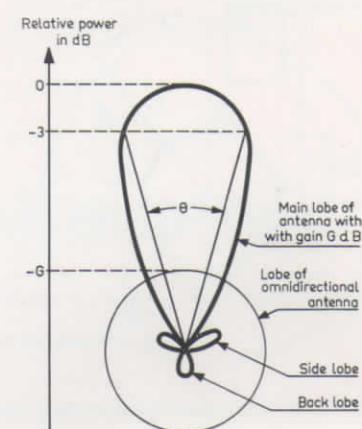


Abb. 3 Antennendiagramm

Rückwärtskeule so klein wie möglich zu halten.

Definitionen (siehe Abb. 3)

**Gewinn G:** Die Leistung im Maximum der Hauptkeule, bezogen auf die Leistung eines gedachten Kugelstrahlers (gleiche Strahlung in alle Richtungen), mit der gleichen eingespeisten Leistung.

**3 dB-Bandbreite  $\Theta$ :** Der Winkel zwischen jenen beiden Punkten auf der Hauptkeule, in denen die Leistung halb so groß ist wie die maximale Leistung.

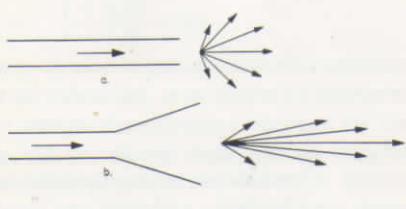


Abb. 1. Abstrahlung a) einer offenen Hohlleitung b) eines Hornstrahlers

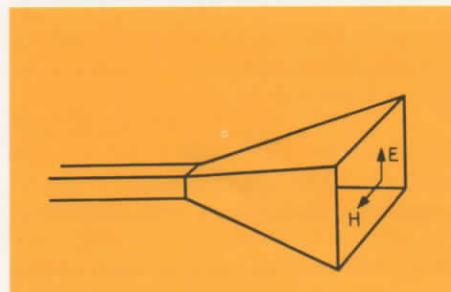
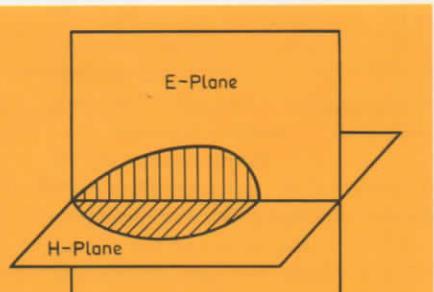


Abb. 2. Definition von E- und H-Ebene



# Antennenbeschreibung

$$R_{\min} = \frac{2 \cdot 76^2}{30} = 385 \text{ mm}$$

Beim Aufnehmen eines Antennendiagramms interessiert meistens die Verteilung in großer Entfernung von der Antenne (das Feld in der Nähe der Antenne sieht anders aus). Ein Weitfeld-Diagramm erhält man in einer kleinsten Entfernung von

$$R_{\min} = \frac{2D^2}{\lambda_0} \quad (\text{Rechteck-Hornstrahler})$$

worin  $D$  = die breite Seite der Hornöffnung  
 $\lambda_0$  = die Freiraumwellenlänge.

Es ist ebenfalls sehr wichtig, störende Reflexionen zu vermeiden. Antennenmessungen werden meist im Freien oder in reflexionsfreien Räumen aus absorbierendem Material durchgeführt. Eine Methode ist, die unbekannte Antenne mit einer "Standard gain"-Antenne mit bekanntem Gewinn zu vergleichen.

Ein anderes Verfahren ist, zwei identische Antennen als Strahler und Empfänger zu benutzen. Die folgende Formel kann überprüft werden (Bezeichnungen nach Abb. 4):

$$P_r = \frac{P_t G^2 \lambda_0^2}{(4\pi R)^2}$$

mit  $\lambda_0$  = Freiraumwellenlänge  
damit wird

$$G = \frac{4\pi R}{\lambda_0} \sqrt{\frac{P_r}{P_t}}$$

$P_t$ ,  $P_r$  und  $R$  werden gemessen und  $G$  kann dann berechnet werden. Wie aus der Formel zu ersehen, ist es nicht nötig, die absoluten Werte von  $P_t$  und  $P_r$  zu kennen, es genügt das Verhältnis. Dieses kann mit einem (angepaßten!) Detektor gemessen werden.

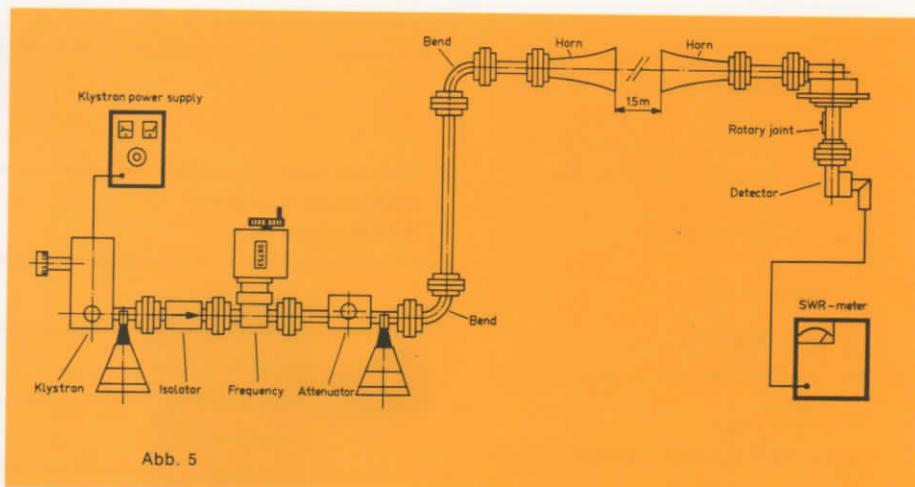


Abb. 5

## Ausführung

### 1. Antennendiagramm-Aufzeichnung

- Den Aufbau nach Abb. 5 machen. Die Skala der Drehkupplung soll  $90^\circ$  anzeigen, wenn die Hornstrahler genau aufeinanderzeigen.

Anm.: Um störende Reflexionen zu vermeiden, sollten keine Gegenstände in der Nähe des Übertragungsweges sein.

- Das Dämpfungsglied auf etwa 20 dB einstellen.
- Den 30 dB-Knopf am SWR-Meter drücken und das Gerät einschalten.
- Das Klystron auf maximale Ausgangsleistung bei 9,0 GHz bringen. 1 kHz Rechteckmodulation (s. Versuch 1).
- Das SWR-Meter auf Vollausschlag (0 dB) bringen, durch Drehen am 1 kHz-Knopf, der Verstärkung und falls nötig am Abschwächer.

Anm.: Dabei nicht zu nahe am Aufbau stehen! (langsam bewegen und das SWR-Meter beobachten)!

- Das Empfangshorn in 10 dB-Schritten nach links drehen und den SWR-Ausschlag notieren. Wenn notwendig, den nächsthöheren Verstärknopf drücken und 10 dB zum beobachteten Wert addieren. Bis zu 40°

von der Ausgangslage fortfahren. In Tabelle I notieren.

Schritt 1.6 wiederholen, diesmal das Horn jedoch nach rechts drehen.

Mit den Werten aus Tabelle I ein Antennen-Diagramm (Polardiagramm) zeichnen.

Die Schritte 1.5 - 1.8 bei 9,5 GHz wiederholen.

Bestimmen der 3 dB-Breite jedes Diagramms.

### 2. Messen des Gewinns

Das Dämpfungsglied auf etwa 40 dB stellen.

Vollausschlag am SWR-Meter (50 dB-Bereich) erzielen, wenn die Strahler "fluchten".

Den Detektor abbauen und an die Stelle des Sendehorns setzen.

Den passenden Verstärknopf am SWR-Meter drücken (nicht den Verstärkungsregler anfassen!), um einen Ausschlag im Skalenbereich zu erhalten. Ablesen und notieren des Bereiches; sowie des Ausschlages in Tabelle II.

Die Differenz in dB zwischen den gemessenen Leistungen aus den Schritten 2.2 und 2.4 ausrechnen.



Abb. 4.

## Versuch 5

### Antennen Theorie und Praktik

Beispiel:

In Schritt 2.4 sei der Ausschlag 5 dB im 20 dB-Bereich: Die Differenz zwischen 2.2 und 2.4 ist dann:  $50 - (20 + 5) = 25$  dB

Nun den dB-Wert als Verhältnis darstellen.

Für das Beispiel gilt:

$$\frac{25}{10} = 316 = \frac{P_t}{P_r}$$

2.6 Den Gewinn berechnen aus:

$$G = \frac{4\pi R}{\lambda_0} \sqrt{\frac{P_r}{P_t}}$$

worin  $\lambda_0$  = die Freiraumwellenlänge  
= 3,33 cm bei 9,0 GHz  
R = der Antennenabstand  
= 150 cm

Für das Beispiel ergibt sich:

$$G = \frac{4\pi \cdot 150}{3,33} \sqrt{\frac{1}{316}} = 31,8$$

2.7 G in dB angeben. Für unseren Fall gibt das  $10 \cdot \log 31,8 = 10 \cdot 1,502 = 15,0$  dB

Das Ergebnis mit den Daten des Horns vergleichen ( $G \approx 15,5$  dB)

Anm.: Der Detektor wird als angepaßt vorausgesetzt.

Tabelle I Diagramm-Aufzeichnung

	Winkel gegen die Hauptrichtung				
	0°	10°	20°	30°	40°
SWR-Meter-Ausschlag 9,0 GHz linke Seite					
rechte Seite					
9,5 GHz linke Seite					
rechte Seite					

Tabelle II Gewinn-Messung

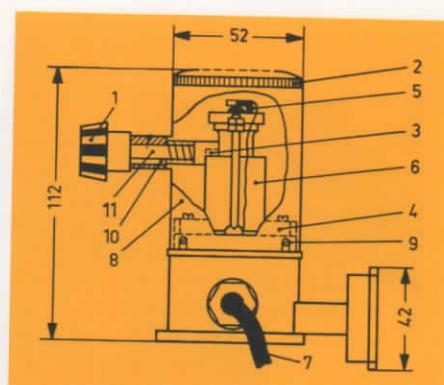
Schritt	2.2		2.4		2.5		2.6		2.7	
	SWR-Meter P <sub>t</sub> Ber. Ant.	Anzeige P <sub>r</sub> Ber. Ant.	P <sub>t</sub> Ber. Ant.	P <sub>r</sub> Ber. Ant.	P <sub>r</sub> P <sub>t</sub>	R cm	λ <sub>0</sub> cm	G dB	G dB	
	50	0								

### Fragen

- Sehen die beiden im Abschnitt 1 erhaltenen Diagramme gleich aus?
- Falls man eine Antenne mit schmälerer Keule wünscht, muß man dann eine kleinere oder eine größere Antenne wählen?
- Warum ändert sich der Ausschlag des SWR-Meters, wenn man sich in der Nähe des Aufbaus bewegt?
- Die Gewinn-Messungen wurden mit einem als angepaßt vorausgesetzten Detektor gemacht. Ist diese Voraussetzung notwendig?
- Muß der Detektor eine quadratische Kennlinie haben?

# Bauteile- beschreibung

## Klystron-Oszillator



**Klystron-Oszillator PM 7011 X; Maße in mm**

1. mechanischer Abstimmknopf
2. perforierter Deckel
3. Klystron-Abstimmsschraube
4. Fixierkeil für das Klystron
5. Reflektor-Klemme
6. 2K25 Klystron
7. Verbindungskabel
8. Abdeckung
9. Befestigungsschraube für Abdeckung
10. Splint
11. Abstimmsspindel

### Daten:

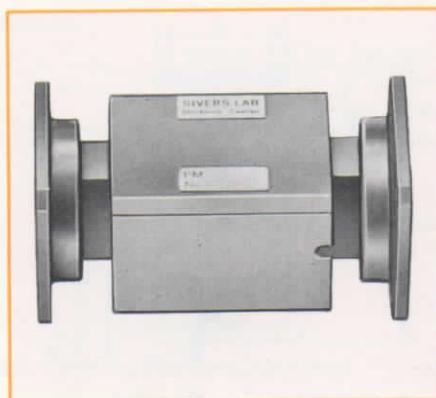
Type PM 7011X

Frequenzbereich	: 8,5 . . . 9,6 GHz
Ausgangsleistung	: > 20 mW
Hohlleiter	: R100 (WR 90, WG 16)
Heizung (— oder ~)	: 6,3 V/440 mA
Resonator	: max. 300 V/37 mA
Reflektor	: 0 . . . —400 V
Gewicht	: 0,75 kg
Abmessungen	: siehe Abbildung

Der Oszillator besteht aus einem Reflex-Klystron 2K25, das an einen Hohlleiter angekoppelt ist, einer Schutzabdeckung, einem Knopf für die Frequenzabstimmung und einem 1 m langen mehrdräsigem Kabel mit einem Stecker. Das empfohlene Speisegerät ist PM 7812. Das Klystron wird im Versuch 1 genauer behandelt.

## Ferrit-Isolator

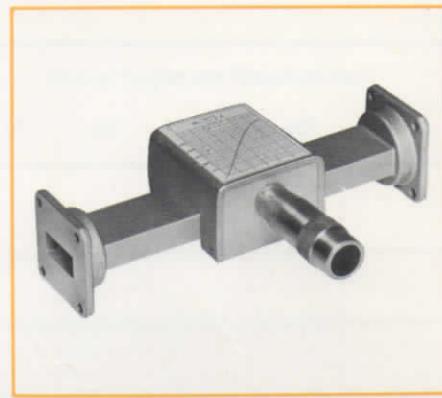
## Einstellbares Dämpfungsglied



### Daten:

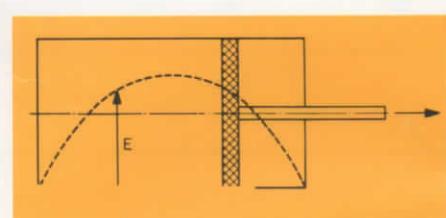
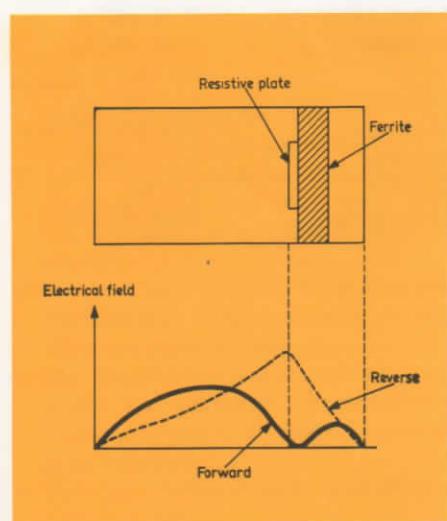
Type PM 7045X

Frequenzbereich	: 8,5 . . . 9,6 GHz
Hohlleiter	: R 100 (WR 90, WG 16)
Vorwärtsdämpfung	: max. 0,5 dB
Rückwärtsdämpfung	: min. 30 dB
VSWR	: max. 1,20
Länge	: 85 mm
Gewicht	: 0,7 kg



Das Dämpfungsglied ist ein geeichter Folienabschwächer. Das Dämpfungselement ist eine Widerstandsfolie, die im Hohlleiter durch eine Mikrometerschraube parallel zum elektrischen Feld verschoben werden kann. Maximale Dämpfung tritt ein, wenn die Folie in der Mitte des Hohlleiters ist. Eine Eichkurve ist auf dem Gerät angebracht.

Der Isolator ist ein sogenannter Feldverdrängungsisolator. Der Hohlleiter enthält einen magnetisierten Ferrit-Stab auf dem eine dämpfende Platte befestigt ist. Mikrowellenenergie, die sich in Vorwärtsrichtung bewegt, wird nur sehr wenig abgeschwächt. In der Rückwärtsrichtung wird die Energie in der Widerstandsplatte absorbiert. Dies kommt dadurch, daß der magnetische Ferrit die Feldverteilung auf nichtreziproke Weise beeinflußt. Siehe Abbildung unten. Der Isolator wird zusammen mit dem Klystron verwendet, um Einflüsse von Fehlanpassungen zu verhindern.



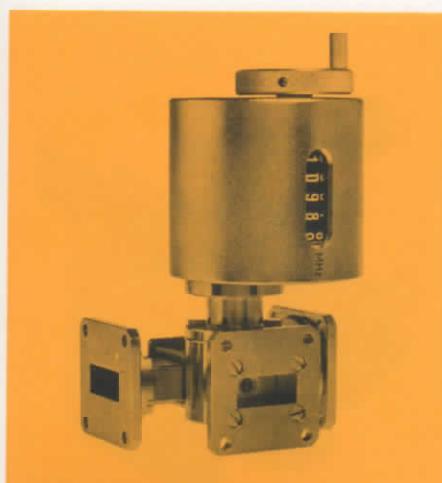
### Daten:

Type PM 7110X

Frequenzbereich	: 8,2 . . . 12,5 GHz
Hohlleiter	: R 100 (WR 90, WG 16)
Dämpfung	: 0 . . . >35 dB
Fehler	: 10 %
Grunddämpfung	: max. 0,2 dB
VSWR	: max. 1,10
Länge	: ca. 165 mm
Gewicht	: 0,6 kg

## Frequenzmesser

## Stehwellen-Detektor



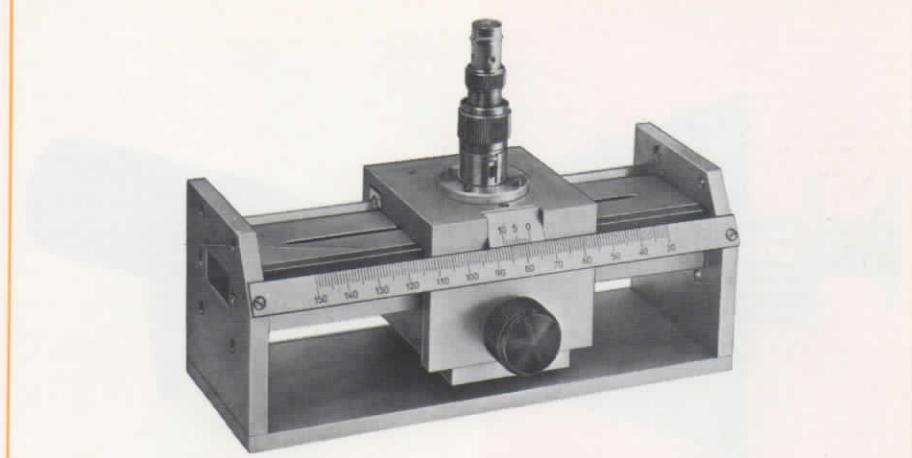
Der Frequenzmesser besteht aus einem koaxialen Resonator mit einem Abstimmkolben und einer Ziffernablesung in MHz. Der Resonator ist an einen durchgehenden Hohlleiter gekoppelt über ein Loch in der Schmalseite dieser Leitung. Wenn die Frequenz des Signals im Hohlleiter gleich ist der Resonanzfrequenz des Resonators, wird dem Hohlleiter ein Teil der Leistung entzogen. Dies verursacht eine zusätzliche Durchgangsdämpfung bei der Resonanzfrequenz (einen „dip“ in der durchgehenden Leistung), die auf einem Anzeigegerät beobachtet werden kann. Der Resonator kann auch an einen Diodenhalter angeschlossen werden, der bei der Resonanzfrequenz maximalen Strom führt.

### Daten:

Type PM 7070X/ab

Frequenzbereich	: 8,2 ... 12,4 GHz
Hohlleiter	: R 100 (WR 90, WR 16)
Fehler	: $\pm 0,1 \%$
mit Eichkurve	: $\pm 0,03 \%$
Länge	: 80 mm
Gewicht	: 0,75 kg

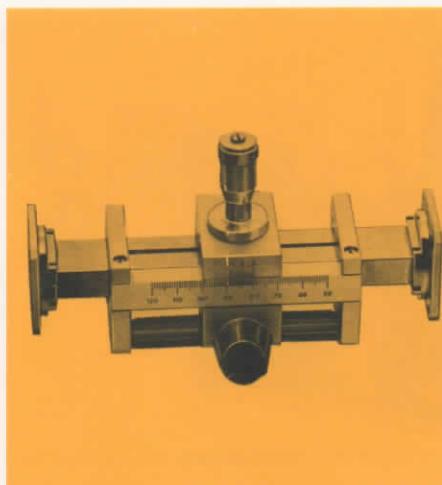
Der Stehwellen-Detektor, oft auch Meßleitung genannt, besteht aus einem geraden Hohlleiterstück mit einem Schlitz in der Mitte der Breitseite, einem Sondenschlitten, einer Sonde (Antenne), die durch den Schlitz ragt und einer Detektordiode. Die Antenne kann längs der Leitung bewegt werden. Ihre Lage wird auf einer mm-Skala angezeigt. Die Sonden-Eintauchtiefe ist einstellbar. Das Mikrowellensignal wird über die Sonde auf die Diode gekoppelt und das gleichgerichtete Signal hinter der Diode wird an eine BNC-Buchse geführt.



### Daten:

Type PM 7142X

Frequenzbereich	: 8,2 ... 12,5 GHz
Hohlleiter	: R 100 (WR 90, WG 16)
Restwelligkeit	: max. 1,03
Längsbewegung	: min. 95 mm
Auflösung	: 0,1 mm
Eintauchtiefe	: 0 ... 3 mm
Diode	: 1 N 31 (PM 7729)
Länge	: 167 mm
Gewicht	: 0,95 kg



Der Gleitschraubentransformator wird gewöhnlich zur Anpassung eines fehlangepaßten Kreises benutzt. Er besteht aus einem Hohlleiter mit einem Schlitz längs der Mitte der Breitseite. Durch diesen Schlitz kann ein Stift in die Leitung eingeführt werden. Die Eindringtiefe wird durch eine Mikrometerschraube eingestellt. Zusätzlich kann der Stift längs der Leitung bewegt werden; die Lage wird auf einer mm-Skala angezeigt. Der Stift wirkt als fast reiner Blindwiderstand.

**Daten:**

Type PM 7151X

Frequenzbereich	: 8,2 ... 12,5 GHz
Hohlleiter	: R 100 (WR 90, WG 16)
Längsverschiebung	: 50 mm
Eindringtiefe	: 0 ... 10 mm
Länge	: 165 mm
Gewicht	: 0,7 kg



Dieser Präzisions-Kurzschluß wird benutzt, um große Reflexionen mit genau definierter Phasenlage einzustellen. Er ist besonders geeignet für genaue Phasenmessungen und zur Bestimmung der dielektrischen Konstanten von Festkörpern.

**Daten:**

Type PM 7216X

Frequenzbereich	: 8,2 ... 12,5 GHz
Hohlleiter	: R 100 (WR 90, WG 16)
VSWR (am Flansch)	: > 100 ( $\varrho > 98\%$ )
Verschiebung	: 3,5 cm
Fehler	: < 0,02 mm
Gewicht	: 0,53 kg



Der Abschluß absorbiert fast die gesamte einfallende Leistung. Er besteht aus einem Hohlleiter mit einem geeignet geformten Absorptionsmaterial.

**Daten:**

Type PM 7220X

Frequenzbereich	: 8,2 ... 12,5 GHz
Hohlleiter	: R 100 (WR 90, WG 16)
VSWR	: max. 1,02 ( $\varrho < 1\%$ )
Mittlere Leistung	: 2 W
Länge	: 160 mm



Der Detektor ist fest abgestimmt auf optimale Daten innerhalb des Frequenzbereiches. Die Diode kann leicht ausgewechselt werden.

#### Daten:

Type PM 7195X

Frequenzbereich : 8,2...10 GHz

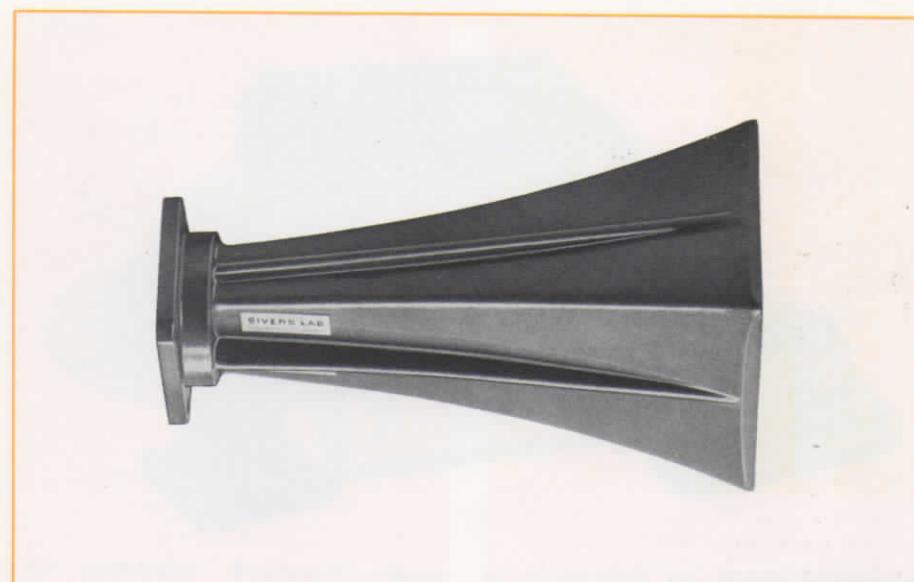
Hohlleiter : R 100 (WR 90, WG 16)

Stecker : BNC (-Buchse)

Diode : 1 N 23

VSWR :  $\approx 3$  mit 1 k $\Omega$  Last

Länge : 40 mm



Hornstrahler werden u.a. zur Einspeisung von Parabolantennen und zu Meßzwecken benutzt. Das Horn 7320X/01 ist ein "Standard-Gain"-Horn mit bekannten Daten über einen großen Frequenzbereich. Die Hohlleiterwände sind exponentiell geformt, um eine gute Anpassung zwischen Hohlleiter und freiem Raum zu erhalten.

#### Daten:

Type PM 7320X/01

Frequenzbereich: 9—11 GHz

Hohlleiter: R 100 (WR 90, WG 16)

Gewinn: 16 dB

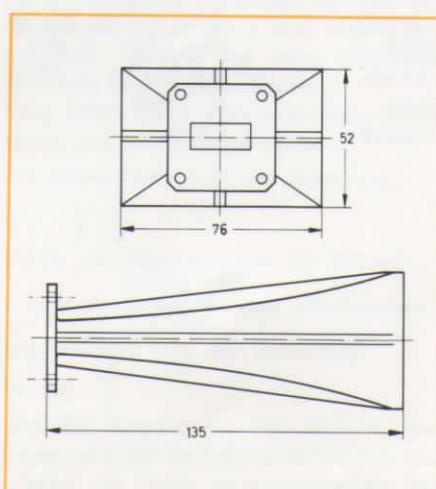
Keulenbreite: (3 dB)

E-Ebene: 30°

H-Ebene: 30°

Abmessungen: siehe Abb.

Gewicht: 160 g



## E-Krümmer

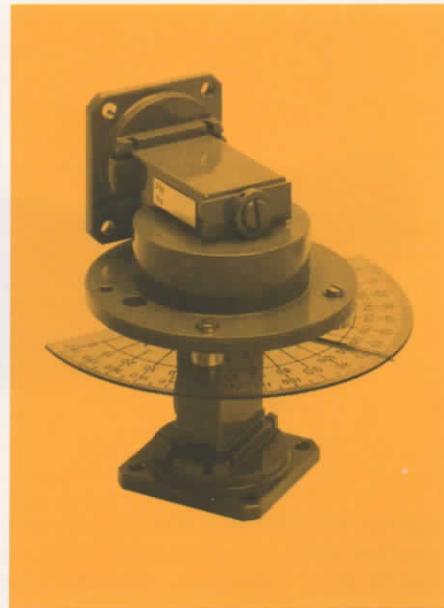


### Daten:

Type PM 7345X

Frequenzbereich : 8,2 . . . 12,5 GHz  
Hohlleiter : R 100 (WR 90, WG 16)  
VSWR : max. 1,05 ( $\varrho < 2,5\%$ )  
Radius : 30 mm  
Winkel : 90°  
Gewicht : 70 g

## Drehkupplung



Drehkupplungen werden verwendet, um drehende Teile (z.B. Radarantennen) mit feststehenden Teilen von Mikrowellenanlagen zu verbinden.

### Daten:

Type PM 7888X

Frequenzbereich : 9,0 . . . 9,5 GHz  
Hohlleiter : R 100 (WR 90, WG 16)  
VSWR : max. 1,10 ( $\varrho < 5\%$ )  
Verluste : max. 0,2 dB (< 4,5%)  
Skala : 0 . . . 180°  
Gewicht : 0,6 kg

## Gerader Hohlleiter



### Daten:

Type PM 7366X

Hohlleiter : R 100 (WR 90, WG 16)  
Länge : 200 mm

## Hohlleiter-Ständer

## SWR-meter



Diese Einrichtung erlaubt die Höhe der Hohlleiterachse zwischen 80 mm und 115 mm zu wählen.

Type PM 7700 und PM 7701X



Das SWR-Meter **Standing-Wave-Ratio-Meter**) ist ein Gerät, das hauptsächlich zum Gebrauch mit Meßleitungen geschaffen wurde.

Es ist ein selektiver 1000 Hz-Verstärker mit besonders kleinem Rauschen. Die Eingangsschaltung wurde für gebräuchliche Dioden ( $2 \text{ k}\Omega \dots 10 \text{ k}\Omega$ ) ausgelegt. Das PM 7832 kann vom Netz oder über Batterie gespeist werden. Aufladbare Zellen und ein Ladegerät sind eingebaut. Da das Gerät ein selektiver Verstärker ist, muß das Mikrowellensignal mit 1 kHz amplitudengemoduliert werden. Auf dem Instrument sind zwei verschiedene Skalen:

Eine VSWR-Skala **Voltage-Standing-Wave-Ratio**) und eine Dezibel-Skala.

Die VSWR-Skala folgt der Beziehung:

$$S = \sqrt{\frac{V_0}{V}}$$

mit  $V_0$  = Eingangssignal für Vollaus-schlag und  
 $V$  = Signal für den unbekannten Ausschlag.

Die dB-Skala folgt der Beziehung:

$$10 \cdot \log \frac{V_0}{V}$$

Wird der Eingang mit dem Ausgang des Detektors einer Meßleitung verbunden, und arbeitet die Diode im quadratischen Teil der Kennlinie, d.h. die Ausgangsspannung

ist proportional zur Mikrowellenleistung, haben wir, mit  $V_0 = V_{\max}$  und  $V = V_{\min}$  per definitionem:

$$\sqrt{\frac{V_{\max}}{V_{\min}}} = \sqrt{\frac{P_{\max}}{P_{\min}}} = \frac{E_{\max}}{E_{\min}} = \text{SWR}$$

(siehe Versuch 3)

Hierbei sind:

$V_{\max}, V_{\min}$  = Spannungen nach Gleich-richtung

$P_{\max}, P_{\min}$  = Leistungen am Eingang des Detektors

$E_{\max}, E_{\min}$  = elektrische Feldstärken im Hohlleiter.

Es gilt auch:

$$10 \cdot \log \frac{V_0}{V} = 10 \cdot \log \frac{P_0}{P}$$

d.h. die dB-Skala gibt das Verhältnis in dB zwischen zwei gemessenen Leistungspegeln in der Hohlleitung an.

**Daten:**

Type PM 7832

Eingangs frequenz:  $1000 \text{ Hz} \pm 5\%$

Bandbreite : 20 oder 100 Hz

Empfindlichkeit :  $1 \mu\text{V}_{\text{eff}}$  (Vollausschlag)

Bereich : 70 dB, einschl. 10 dB variabel

Skalen : normal und gedehnt

Ausgang : AC : 70 mV in  $1000\Omega$

DC : 100 mV in  $400\Omega$

## Speisegerät



Das Speisegerät wurde speziell für den Gebrauch mit dem Reflexklystron 2K25 gebaut. Das Gerät hat Anzeigegeräte für Resonatorstrom und Reflektorspannung.

Alle Ausgangsklemmen sind gegen Erde isoliert. Jede Klemme kann geerdet werden. Neben den üblichen Sicherungen enthält das PM 7812 eine Schutzschaltung, die verhindert, daß der Reflektor positive Spannung erhält.

Die Reflektorspannung kann intern mit 1 kHz-Rechteck oder mit 50 Hz-Sinus moduliert werden. Die Rechteck-Modulation wird benutzt, wenn Messungen mit dem SWR-Meter gemacht werden. Die Sinus-Modulation wird bei Untersuchungen mit einem Oszilloskop benutzt. Die Sinus-Spannung ist auf der Frontplatte herausgeführt für die Horizontalablenkung eines Oszilloskops (siehe Versuch 1).

### Daten:

Type PM 7812

Resonator	: Spannung 300 V — fest Strom 0 ... 40 mA
Reflektor	: Spannung 0 ... 250 V — kont.
Heizung	: Spannung 6,3 V ~ Strom 2 A
Modulation	: intern Rechteck 40 V <sub>ss</sub> 1000 Hz ± 10 % Sinus 0 ... 85 V <sub>ss</sub> extern 500 kΩ//27 pF

## 15-MHz Kompakt Oszilloskop PM 3226



- Zweikanalgerät
- 2 mV Empfindlichkeit bei 15 MHz
- Kompakte Abmessungen
- Gewicht nur 4.3 kg
- Vielseitige Triggermöglichkeiten:  
Spitze AC, TV und Netz.
- XY Betrieb über Kanal A und Kanal B

Das Oszilloskop PM 3226 (Zweikanal) kompakte Abmessungen, geringes Gewicht und eine logisch aufgebaute Frontplatte mit einem 8x10 Teile großen Bildschirm. Sie eignen sich daher sowohl für den mobilen Einsatz als auch für den stationären Betrieb auf überfüllten Labortischen, in Fernsehservice-Werstätten und für Ausbildungswecke. Dieses Oszilloskope kombiniert professionelle Daten mit einfacher Bedienung. Dazu gehören z.B. die automatische Top Triggerung und die automatische Triggerung auf TV-Bild und TV-Zeile.

### Technische Daten

#### Vertikalverstärker

Bandbreite

DC: 0Hz . . . 15 MHz (-3 dB)

AC: 2Hz . . . 15 MHz (-3 dB)

Anstiegzeit 25 ns

#### Ablenkkoefizienten

2 mV/Teil . . . 10V/Teil in 12 kalibrierten Stufen mit 1-2-5 Folge.

Meßfehler  $\pm 5\%$

Eingangsimpedanz  $1 M\Omega$  25 pF

#### Darstellungsarten:

Kanal A allein

Kanal B allein

Kanal A und B gechopped

Kanal A und B alternierend

Chopperfrequenz ca 400 kHz

#### Horizontalverstärker:

Bandbreite

DC . . . 1 MHz

Eingangsimpedanz  $1 M\Omega/25 pF$

#### Zeitbasis:

##### Zeitkoeffizienten

0.2 s/Teil . . . 0.5 us/Teil in 18 kalibrierten Stufen mit 1-2-5 Folge und kontinuierlich zwischen den Stufen einstellbar.

Zeitbasisfehler  $\pm 5\%$ .

#### Triggerung:

Triggerquellen intern  $Y_A$ ,  $Y_B$  extern, Netz

##### Triggerarten

Der Zeitbasisgenerator läuft frei, wenn kein Triggersignal anliegt.

a) Einstellbarer Triggerspegel über 12 Skalenteile oder 12V. Kleinste triggerbare Frequenz für Sinussignale ist 10Hz.

b) Automatische Triggerung auf Spitzenwert.

Triggerflanke + oder -

##### Triggerempfindlichkeit

Pegeleinstellung int. 1.5 Teile

ext. 1.5 V

Sptzentriggerung int. 4 Teile

ext. 3 V

#### Externer Triggereingang:

Eingangsimpedanz  $1 M\Omega/25 pF$ , max. Eingangsspannung  $\pm 400 V$

(Gleich- und Wechselspannung)

# Literaturverzeichnis

Weitere Einzelheiten können folgenden Büchern entnommen werden. (Es wurde versucht, die Bücher ihrem Schwierigkeitsgrad nach zu ordnen.)

## 1. Introduction to Microwaves

G. J. Wheeler

Prentice Hall Inc. — New Jersey

Betonung der praktischen Seite. Keine Mathematik. Eine leicht verständliche Erklärung des Smith-Diagramms und seiner Anwendung.

## 2. Introduction to Microwaves

Practice/Mariner

Hewood and Co. Ltd.-London

Erfordert geringe theoretische Grundkenntnisse. Enthält wenig Mathematik. Anschauliche Darstellung.

## 3. Essentials of Microwaves

R. B. Muchmore

J. Wiley & Sons, Inc 1952

Anschaulicher Überblick über Hohlleiter, Resonatoren, Antennen, Röhren usw. Einige Anwendungsbeispiele, wie Radar und Spektroskopie. Ein Minimum an Theorie.

## 4. Microwave Transmission Design Data

T. Moreno

Dover Publ. Inc-New York

Gibt eine Einführung in die allgemeine Leitungstheorie mit einer ausführlichen Behandlung von Leitungselementen. Enthält nützliche Formeln und Diagramme. Antennen fehlen. Sehr nützlich für den Ingenieur in der Praxis.

## 5. Fields and waves in modern radio

Ramo and Whinnery

J. Wiley & Sons Inc. — N.Y., London

Vermittelt eine gute Kenntnis der Theorie des Elektromagnetismus. Universitätsniveau.

## 6. Technique of Microwave measurements

C. G. Montgomery

McGraw Hill Book Inc. 1947

Ein Buch aus der berühmten M.I.T. „Radiation Laboratory series“.

Ausführliche Behandlung von:

- I. Leistungserzeugung und Messung
- II. Wellenlängen- und Frequenzmessungen
- III. Impedanz- und Stehwellenmessungen
- IV. Abschwächer- und Strahlungsmessungen

Universitätsniveau.

## 7. Microwave Measurements

E. H. Ginzton

McGraw Hill Book Inc. 1957

Theoretische Grundlagen für allgemein gebräuchlichen Mikrowellen-Messungen. Vom Leser werden Kenntnisse der Wechselstromtheorie auf dem in Punkt 4 genannten Niveau erwartet.