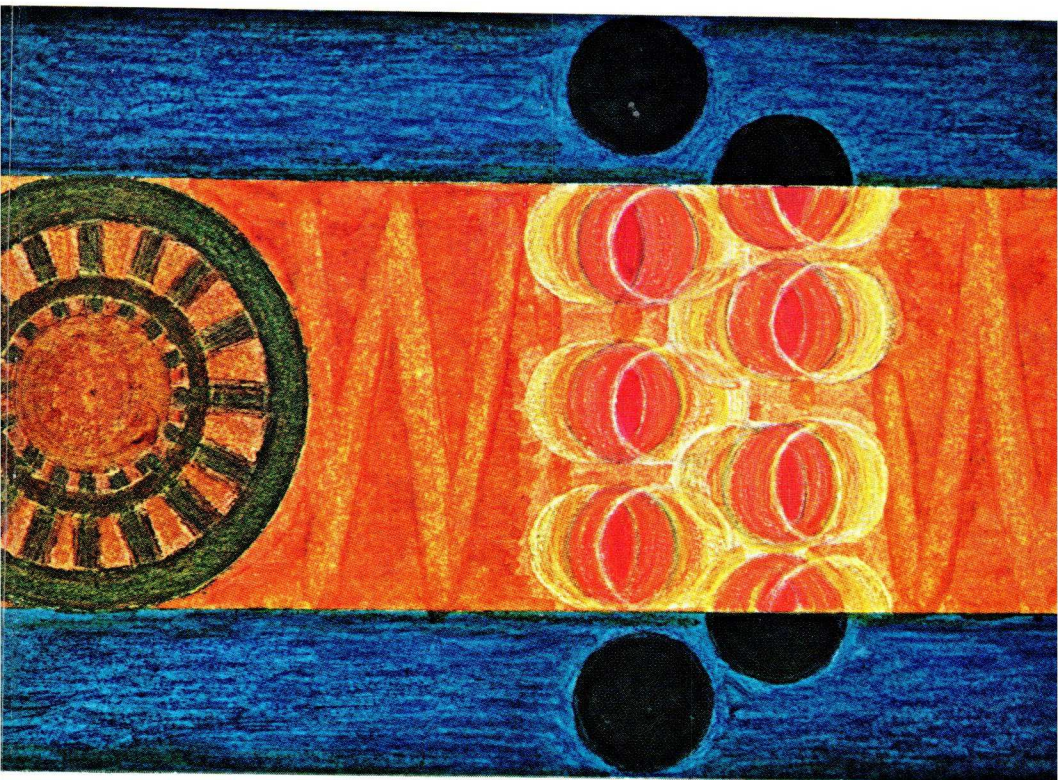


# VALVO



**Dauerstrichmagnetrons  
Industrielle Anwendungen**



DAUERSTRICHMAGNETRONS



Joachim Goerth 2/24





# Dauerstrichmagnetrons

## Industrielle Anwendungen

Alle den Inhalt und den Versand dieser Broschüre betreffenden Zuschriften sind an die VALVO GmbH, Hamburg 1, Burchardstraße 19, zu richten.

Die VALVO GmbH übernimmt keine Gewähr, daß die in dieser Schrift angegebenen Schaltungen, Geräte, Maschinen, Anlagen, Bauelemente, Baugruppen oder Verfahren frei von Schutzrechten sind. Die hier angegebenen Ratschläge sind unverbindliche und keine Haftung begründende Empfehlungen.

Nachdruck, auch auszugsweise, ist nur gestattet, wenn im Einzelfall die Genehmigung des Herausgebers dazu vorliegt.

Ausgabe April 1966

# INHALT

<b>1. Einleitung</b>	9
<b>2. Erwärmung von Stoffen durch elektrische Wechselfelder</b>	11
<b>3. Aufbau und Anordnung von Mikrowellenanlagen zur dielektrischen Erwärmung</b>	13
3.1. Hohlleiteranlagen	13
3.1.1. Mikrowellenanlagen zur Behandlung von Material im folien- bzw. bahnenförmigen Zustand (mäanderförmig aufgebaute Hohlleiteranlagen)	13
3.1.1.1. Das elektromagnetische Feld in den Hohlleitern	17
3.1.1.2. Hohlleiterbreite und Abstand der Hohlleiterzüge voneinander; Anlagen mit aneinandergrenzenden Hohlleiterzügen	19
3.1.2. Bauteile für Hohlleiteranlagen	23
3.1.2.1. Angepaßter Übergang (Koaxial-Hohlleiter)	23
3.1.2.2. Bögen und Kniestücke	23
3.1.2.3. Verschluß der Hohlleiterzüge	25
3.1.2.4. Abschlußlast für Mikrowellenanlagen (Wasserlast)	28
3.1.2.5. Verschmutzungsschutz für Mikrowellenanlagen; Belüftungssysteme	31
3.1.3. Ausführungsformen von Hohlleiteranlagen (Mäanderanlagen) sowie Durchlaufrichtung und Temperaturverteilung	33
3.1.3.1. Zusammenschaltung mehrerer Hohlleiteranlagen	33
3.1.3.2. Temperaturverteilung in Mikrowellenanlagen	35
3.1.3.3. Mikrowellenanlage mit schräger Führung der Hohlleiterzüge	36
3.1.4. Längsdurchlauf-Mikrowellenanlagen	37
3.1.4.1. Längsdurchlauf-Mikrowellenanlage zur Behandlung von pulver-, körner- bzw. granulatförmigem sowie strangförmigem Material	37
3.1.4.2. Anlage zur Behandlung schmaler Streifen auf bahnen- und folienförmigem Material	40
3.1.4.3. Mikrowellenanlage zur Behandlung von Flüssigkeiten und strangförmigen Substanzen	41

## 6 Inhalt

3.2. Mikrowellenherde zur Erwärmung von kompakten, in Form kleiner Blöcke vorliegenden Substanzen	43
3.2.1. Garraumtür	47
3.2.2. Einkopplung der HF-Energie	47
3.3. Strahleranlagen	50
3.3.1. Durchlaufofen zur Erwärmung von kompakten Substanzen in Form kleiner Blöcke oder von Gütern größerer Höhe	50
3.3.2. Abgewandelter Durchlaufofen	56
3.3.3. $\lambda/4$ Antireflexschicht für Mikrowellenanlagen	58
<b>4. Dauerstrichmagnetrons</b>	<b>60</b>
4.1. Aufbau und Wirkungsweise von Magnetrons	60
4.2. Das Resonatorsystem	61
4.3. Die Auskopplung der Hochfrequenzenergie	63
4.4. Der Wechselwirkungsraum zwischen Anode und Katode	64
4.5. Die Katode	65
4.5.1. Die Vorratskatode	66
4.5.2. Die Nickelmatrixkatode	66
4.5.3. Die Maschenkatode	66
4.6. Das Magnetsystem	67
4.7. Die VALVO - Dauerstrichmagnetrons	68
4.7.1. Das 200 W - Dauerstrichmagnetron 7090	68
4.7.2. Das wassergekühlte 2,5 kW - Dauerstrichmagnetron YJ 1160	70
4.7.3. Das luftgekühlte 2,5 kW - Dauerstrichmagnetron YJ 1162	72
4.7.4. Das kombiniert wasser- und luftgekühlte 5 kW - Dauerstrichmagnetron YJ 1190 (früher 55 125)	73
4.7.5. Das luftgekühlte 1,2 kW - Dauerstrichmagnetron DX 206 (direkt geheizt)	74
4.7.6. Das 2,5 kW - Dauerstrichmagnetron YJ 1080 (direkt geheizt)	76
4.7.7. Das luftgekühlte 2,5 kW - Dauerstrichmagnetron YJ 1082 (direkt geheizt)	78
4.8. Arbeitsdiagramm und Generatordiagramm	78
4.8.1. Hohe Welligkeitsfaktoren bei Mikrowellenherden	83
4.9. Betriebsarten und Betriebsdaten	84
4.10. Betrieb ohne Leistungsstabilisierung	85
4.11. Leistungsstabilisierung durch Regelung	92



<b>5. Messungen im Zusammenhang mit der Anwendung von Dauerstrichmagnetrons</b>	94
5.1. NF-Messungen	95
5.1.1. Spitzenwert des Anodenstromes; Eingangsleistung	96
5.1.2. Oszillografische Messung	96
5.2. Messungen bei niedrigem Leistungsniveau	97
5.2.1. Anpassungsmessungen	97
5.2.2. Die Meßleitung	98
5.2.3. Der Richtkoppler	101
5.2.4. Vierpolmessungen an Mikrowellenanlagen	103
5.2.4.1. Messung der Transformationszahl	103
5.2.4.1.1. Meßvorschrift	104
5.2.4.2. Messung der Verlustdämpfung	105
5.2.4.2.1. Meßvorschrift	106
5.2.5. Meßgeräte und Zubehör	106
5.3. Messungen bei hohem Leistungsniveau	107
5.3.1. Kalorimetrische Leistungsmessung	109
<b>6. Stör- und Streustrahlung</b>	111
6.1. Streustrahlung	111
6.2. Störstrahlung	111
<b>Anhang I</b>	
Vereinfachte Beschreibung des Wechselwirkungsraumes zwischen Anode und Katode eines Magnetrons	112
<b>Anhang II</b>	
Zeichnungsanhang	117
<b>Literaturübersicht zu den einzelnen Kapiteln</b>	153



## 1. Einleitung

Magnetrons sind Leistungsröhren zur Erzeugung von Mikrowellen mit Wellenlängen innerhalb und unterhalb des Dezimeterbereichs. Man unterscheidet Impulsmagnetrons, deren Impulsausgangsleistung bis zu mehreren Megawatt betragen kann, und kontinuierlich arbeitende Magnetrons, die sogenannten Dauerstrichmagnetrons, mit HF-Ausgangsleistungen bis zu mehreren Kilowatt. Impulsmagnetrons spielen z. B. in der Radartechnik eine große Rolle; die Dauerstrichmagnetrons, deren Anwendungsmöglichkeiten wir in diesem Heft besprechen wollen, können sehr vielseitig in Anlagen zur Wärmebehandlung und Trocknung verschiedener Substanzen, die in Form von dünnen Schichten, Vliesen, zähen Flüssigkeiten vorliegen und in manchen Fällen auch in Anlagen zur Behandlung von kleinen Blöcken und Strängen eingesetzt werden. In Frage kommen die chemische Industrie, Textil-, Papier-, die Nahrungsmittelindustrie u. a. In der medizinischen Therapie sind die mit Dauerstrichmagnetrons kleinerer Ausgangsleistung (z. B. 200 W) ausgerüsteten Diathermiegeräte weit verbreitet.

Konventionelle Erwärmungsmethoden durch Strahlung (Infrarot), Konvektion (Heißluft) und Kontakt (Heizplatten) beruhen auf Wärmeaustausch zwischen der Oberfläche und dem Innern der erwärmten Substanz. Eine große Zahl der zu erwärmenden Stoffe sind jedoch schlechte Wärmeleiter; dadurch ist eine rasche, gleichmäßige Erwärmung, bei der nur geringe Temperaturunterschiede innerhalb des Materials auftreten sollen, mit konventionellen Mitteln häufig nur schwer erreichbar.

Bei der Erwärmung mit Hilfe elektrischer Hochfrequenzfelder, z. B. Mikrowellen, wird die Energie der Felder innerhalb des zu erwärmenden Materials in Wärme umgesetzt, d. h., der Körper wird über das ganze Volumen gleichmäßig aufgeheizt. Es besteht dabei die Möglichkeit, bei entsprechend großer Mikrowellenleistung, eine extrem kurze Erwärmungsdauer zu erzielen. Das hat z. B. dort besondere Bedeutung, wo konventionelle Verfahren Schwierigkeiten bereiten (Behandlung dünner Folien) und ferner die Dauer des Erwärmungs- bzw. Trocknungsvorgangs einen Engpaß in der Produktion darstellt oder wo eine gleichmäßige, schnelle Erwärmung die Beschaffenheit des Stoffes günstig beeinflusst.

Die Wärmeentwicklung innerhalb des zu erwärmenden Gutes hängt sowohl von dessen elektrischen Eigenschaften (dielektrischer Verlustwinkel, Dielektrizitätskonstanten und Leitfähigkeit) als auch von den Eigenschaften des Hochfrequenzfeldes (Frequenz und Feldstärke) ab.

Die VALVO-Dauerstrichmagnetrons arbeiten in dem für industrielle Anwendungen freigegebenen Frequenzband von  $2450 \text{ MHz} \pm 50 \text{ MHz}$  <sup>1)</sup>. Bei einer Frequenz dieser Größenordnung und bei ausreichender Mikrowellenleistung ist noch eine gleichmäßige Durchdringung des zu erwärmenden Materials durch das Hochfrequenzfeld gewährleistet. Das  $40 \text{ MHz}$ -Band wird wegen der engen Frequenztoleranzen und das  $433 \text{ MHz}$ -Band mangels geeigneter Leistungsröhren seltener benutzt. Die bisher bekannten Verfahren zur Erwärmung dielektrischer Substanzen mittels Hochfrequenz arbeiten überwiegend bei  $27 \text{ MHz}$ .

Eine grundsätzliche obere Grenze für die Energieumsetzung ist das Auftreten von Überschlügen als Folge zu hoher Feldstärken. Hier zeigt sich die Überlegenheit der Mikrowellenverfahren gegenüber den mit niedrigeren Frequenzen arbeitenden HF-Verfahren. Es ist möglich, pro Zeiteinheit eine erheblich größere Dichte der Wärmeenergie im behandelten Material zu erreichen.

Ein weiterer Vorteil der Anwendung von Mikrowellen zur Wärmebehandlung gegenüber den üblichen Verfahren ist der vergleichsweise geringe Raumbedarf einer Mikrowellenanlage.

Ein weites Feld zum industriellen Einsatz von Mikrowellenanlagen ist wegen der hohen Energieabsorption des Wassers, hervorgerufen durch seinen großen dielektrischen Verlustwinkel, die schnelle Trocknung wasserhaltiger Substanzen. Wenn der Verlustwinkel der trockenen Substanz selbst klein ist, sind die feuchtesten Stellen des Materials einer viel intensiveren Wärmeentwicklung ausgesetzt als die relativ trockeneren. Damit wird eine gleichmäßige Trocknung erreicht.

Durch die Erwärmung kann auch gleichzeitig der Zustand eines Stoffes geändert werden. Eine solche Anwendung ist z. B. das Beschichten eines Trägermaterials mit Kunststoffen und anschließendes Polymerisieren. Eine weitere Anwendung ergibt sich aus der Möglichkeit, schnell in den Ablauf von chemischen Reaktionen einzugreifen, da das Hochfrequenzfeld und damit die Wärmeentwicklung unmittelbar ohne Verzögerungszeiten, die sonst durch Wärmeleitung bzw. Speicherung bedingt sind, beeinflusst werden kann.

<sup>1)</sup> Zugelassene Frequenzen für industrielle, wissenschaftliche und medizinische Zwecke

		Geltungsbereich:
13,560 MHz	$\pm 0,05\%$	} Weltweit
27,120 MHz	$\pm 0,6\%$	
40,680 MHz	$\pm 0,05\%$	
433,92 MHz	$\pm 0,2\%$	
2450 MHz	$\pm 50 \text{ MHz}$	Deutschland, Jugoslawien, Österreich, Portugal, Schweiz
		Weltweit, außer Albanien, Bulgarien, CSR, Polen, Rumänien, UdSSR
		(für diese Länder $2375 \text{ MHz} \pm 50 \text{ MHz}$ )
5,800 GHz	$\pm 75 \text{ MHz}$	} Weltweit
22,125 GHz	$\pm 125 \text{ MHz}$	

Zum Aufbau der Mikrowellenanlagen stehen folgende Typen von Dauerstrichmagnetrons zur Verfügung:

Typ	Ausgangsleistung	Kühlung	Anwendungen
7090	200 W	Wärmeleitung	Diathermie
YJ 1160	2,5 kW	Wasserkühlung	industrielle Anlagen und Mikrowellenherde
YJ 1162	2,5 kW	Luftkühlung	
YJ 1190 (früher 55 125)	5 kW	kombinierte Wasser-/Luft- kühlung	industrielle Anlagen
DX 206	1,2 kW	Luftkühlung	Anlagen mit häufigen Betriebsunterbrechungen, Mikrowellenherde, Automaten
YJ 1080	2,5 kW	Wasserkühlung	
YJ 1082	2,5 kW	Luftkühlung	

## 2. Erwärmung von Stoffen durch elektrische Wechselfelder

Manche Stoffe, die einem elektrischen Wechselfeld ausgesetzt werden, erwärmen sich. Die Wärme entsteht, wenn vom elektrischen Feld positive und negative Bestandteile der Molekülgruppen bzw. Moleküle entgegen den im Stoff vorhandenen Bindungskräften bewegt werden. Die größte Rolle spielen hierbei molekulare Dipolbewegungen. Mit steigender Frequenz wird die pro Zeiteinheit entwickelte Wärmemenge meist größer, da die Zahl der Schwingungen pro Zeiteinheit entsprechend größer wird.

In einem von dielektrischen Verlusten freien, nichtleitenden Stoff hat die Spannung bzw. das elektrische Feld gegenüber dem Verschiebungsstrom einen Phasenwinkel  $\varphi = 90^\circ$ . Eine Wirkleistung tritt nicht auf, die gesamte Scheinleistung  $U \cdot I$  ist gleich der Blindleistung  $U \cdot I \sin \varphi$ .

Beim Auftreten dielektrischer Verluste im Stoff hat die z. B. an den Platten eines Kondensators liegende Spannung, in dem sich das verlustbehaftete Medium befindet, nicht mehr genau einen Phasenwinkel von  $90^\circ$  gegenüber dem Strom. In dem Stoff wird die Wirkleistung

$$P_W = U \cdot I \cdot \sin \delta$$

verbraucht und in Wärme umgewandelt ( $\delta$  ist die Abweichung des Phasenwinkels  $\varphi$  von  $90^\circ$ ,  $\delta = 90^\circ - \varphi$ ).

Die im verlustbehafteten dielektrischen Material freiwerdende Leistungsdichte (Leistung pro Volumen  $V$ ) beträgt

$$\frac{d P_W}{d V} = \omega E^2 \varepsilon_0 \varepsilon_r'' = f \cdot \varepsilon_r'' E^2 55,61 \cdot 10^{-14} \frac{W}{\text{cm}^3}, \quad (1)$$

wobei  $E$  der Betrag der elektrischen Feldstärke (V/cm),  $f$  = Frequenz (Hz),  $\omega = 2\pi f$ ,  $\varepsilon_0 = 8,855 \cdot 10^{-12}$  As/Vm ist und worin die komplex geschriebene relative Dielektrizitätskonstante  $\varepsilon_r = \varepsilon_r' - i \varepsilon_r''$  das verlustbehaftete Material beschreibt. Der Quotient  $\varepsilon_r''/\varepsilon_r'$  zwischen Imaginärteil und Realteil von  $\varepsilon_r$  ist der Verlustfaktor  $\tan \delta$  (Verhältnis zwischen Wirkleistung und Blindleistung).

Neben den dielektrischen Verlusten treten noch ohmsche Verluste infolge der endlichen Leitfähigkeit des Materials auf. Bei Erwärmung mittels Mikrowellenenergie können diese gegenüber den dielektrischen Verlusten vernachlässigt werden.

Wir wollen nun Gleichung (1) diskutieren. Eine Vergrößerung der Feldstärke erhöht infolge der quadratischen Abhängigkeit den Energieumsatz am wirksamsten. Doch ist dies nur bis zu einer gewissen Grenze möglich, da zu hohe Feldstärken, wie bereits angedeutet, zu elektrischem Durchschlag führen.

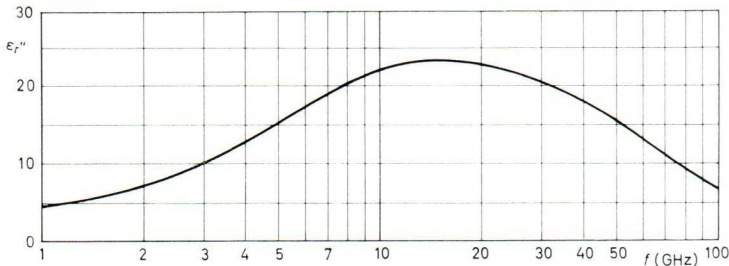


Bild 1.  $\varepsilon_r''$  (Imaginärteil der relativen Dielektrizitätskonstante) von Wasser als Funktion der Frequenz

Ferner wird der größte Wärmeumsatz erreicht, wenn bei der größten zulässigen Feldstärke das Produkt  $f\varepsilon_r''$  maximal wird. Hierbei muß man beachten, daß  $\varepsilon_r''$  frequenzabhängig ist. Diese Frequenzabhängigkeit ist zwar für die verschiedenen Stoffe unterschiedlich, jedoch läßt sich für viele Stoffe sagen, daß  $\varepsilon_r''$  mit steigender Frequenz zunächst größer wird, dann ein Maximum annimmt und schließlich wieder fällt. Für wasserhaltige Substanzen ist dies der Fall. Als Beispiel betrachten wir den Frequenzverlauf von  $\varepsilon_r''$  bei Wasser, der in Bild 1 dargestellt ist. Das Maximum liegt bei etwa 15 GHz. Bei 2,5 GHz hat sich  $\varepsilon_r''$ , verglichen mit dem Wert bei 1 GHz, bereits verdoppelt. Vergleicht man also ein Trocknungsverfahren, das bei 1 GHz arbeitet, mit dem entsprechenden bei  $\sim 2,45$  GHz, so sieht man, daß bei gleicher vorgegebener Ausgangsfeldstärke  $2 \cdot 2,45 = 4,9$ , d. h., daß der fünffache Energieumsatz im Material erzeugt werden kann.

Eine weitere erhebliche Steigerung der Frequenz würde technische und technologische Schwierigkeiten der Röhren- und Anlagenfertigung verursachen und bei Strahleranwendungen die begrenzte Eindringtiefe des Mikrowellenfeldes stärker zur Geltung bringen. Bei steigender Frequenz nimmt

die Eindringtiefe nach der folgenden Formel ab, bei deren Ableitung einseitige Bestrahlung des Stoffes angenommen wurde

$$q = \lambda_0 \frac{\sqrt{\epsilon_r'}}{2\pi \epsilon_r''} \quad (2)$$

( $\lambda_0$  = Wellenlänge im Vakuum,  $q$  = Eindringtiefe, bei der die Energie des Feldes auf  $1/e$  [ $\approx 37\%$ ] abgefallen ist.) Die mit zunehmender Frequenz abnehmende Eindringtiefe wirkt sich vor allem bei der Behandlung von nicht mehr folienförmigem Material aus und setzt einer beliebigen Frequenzsteigerung eine Grenze.

Tatsächlich ist in der Praxis die Abnahme der Eindringtiefe nicht ganz so stark wie Gleichung (2) angibt, da in den Erwärmungsanlagen die Mikrowellenenergie stets von allen Seiten das Material erreicht und weil die Wärmeleitung und die Dampfbildung ein Temperaturgefälle innerhalb der erwärmten Substanz stark ausgleichen.

Der Vollständigkeit halber sei darauf hingewiesen, daß manche Substanzen mit niedrigen dielektrischen Verlustfaktoren durch Zusätze von stark verlustbehafteten Stoffen einer Mikrowellenbehandlung zugänglich gemacht werden können.

### 3. Aufbau und Anordnung von Mikrowellenanlagen zur dielektrischen Erwärmung

Bei der Konstruktion einer Mikrowellenanlage ist folgender Gesichtspunkt von entscheidender Bedeutung.

Die Anlage muß entsprechend der Form der zu erwärmenden Gegenstände so aufgebaut sein, daß ein möglichst großer Anteil der verfügbaren HF-Energie von dem zu erwärmenden Material aufgenommen wird. Diese Forderung bedingt in der Praxis, daß für die verschiedenen Formen, Schichten, Folien, Pulver, Blöcke usw., in denen die zu behandelnden Stoffe vorliegen, verschiedene Grundbauweisen von Mikrowellenanlagen entworfen werden müssen.

In der vorliegenden Veröffentlichung werden drei Anlagenarten besprochen:

1. Hohlleiteranlagen
2. Garräume
3. Strahleranlagen

#### 3.1. Hohlleiteranlagen

##### 3.1.1. Mikrowellenanlagen zur Behandlung von Material im folien- bzw. bahnenförmigen Zustand (mäanderförmig aufgebaute Hohlleiteranlagen)

Bild 2 zeigt den Behandlungsraum einer Hohlleiteranordnung zur Erwärmung von folien- bzw. bahnenförmigen Materialien. Der Hohlleiter ist

ein mäanderförmiges, in der Mitte der Breitseiten geschlitztes Rechteckrohr; durch die Schlitzte wird das zu behandelnde Material hindurchgeführt. Bild 3a zeigt zwei hintereinandergeschaltete Mikrowellenanlagen; die erste ist geöffnet. Die Gesamtansicht einer Beschichtungsanlage, in der die Trocknung durch Mikrowellenenergie erfolgt, ist in Bild 3b dargestellt. Der Mikrowellenteil befindet sich unter der großen Ablufthaube (im rechten Teil des Bildes) und besteht aus sechs hintereinandergeschalteten Anlagen, die nach

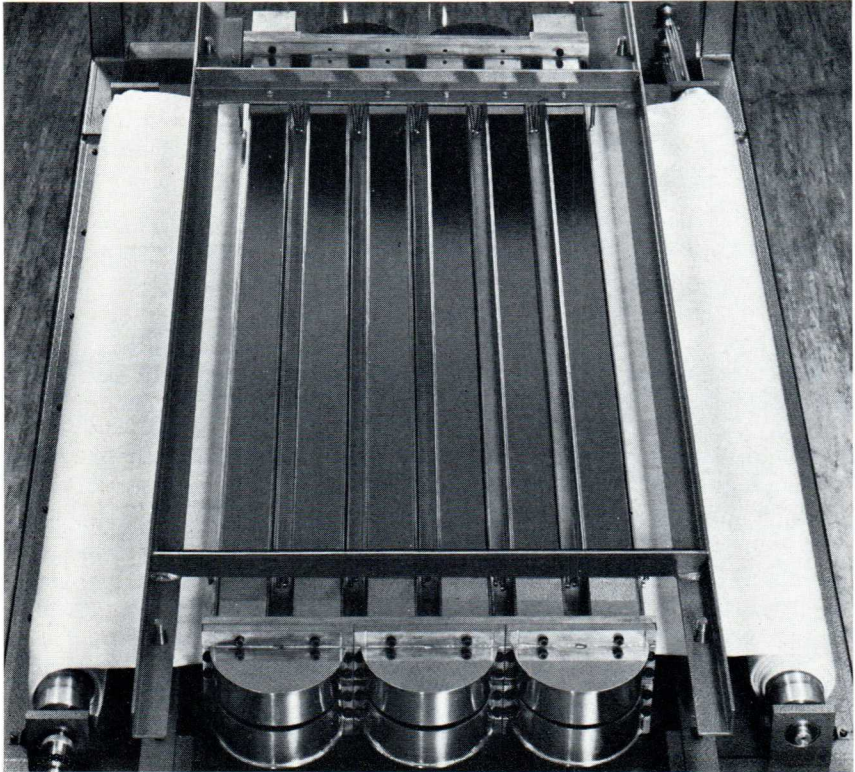


Bild 2. Mikrowellenbaustein zur Behandlung von dünnem schichtförmigen Material (Werkfoto Herfurth GmbH, Hamburg)

dem in Bild 3a gezeigten Prinzip aufgebaut sind. Neben der Anlage befindet sich das Steuerpult. Im linken Teil des Bildes ist eine Streck- und Glättungsvorrichtung zu sehen. Vor dem Mikrowellenteil befindet sich die Beschichtungsanlage mit Beschichtungsmaterial, Zuführung und Rakelmesser.



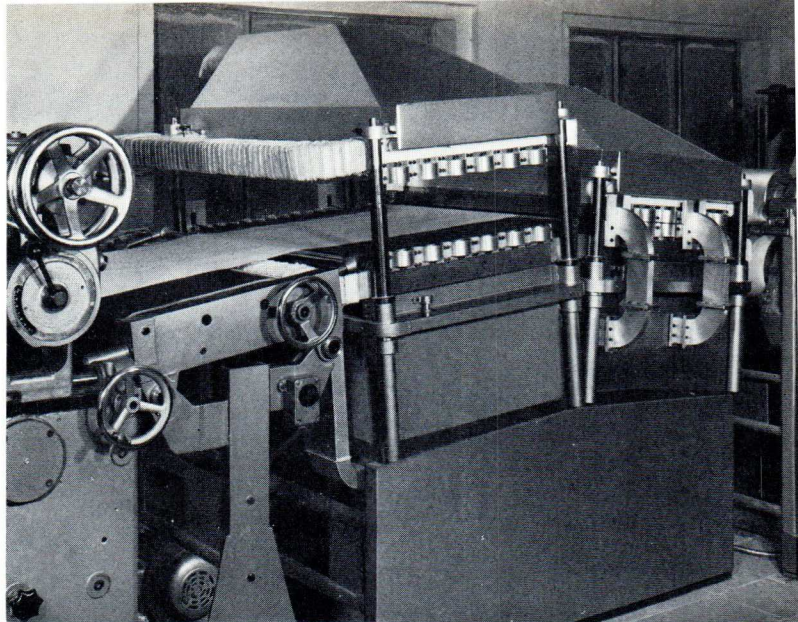
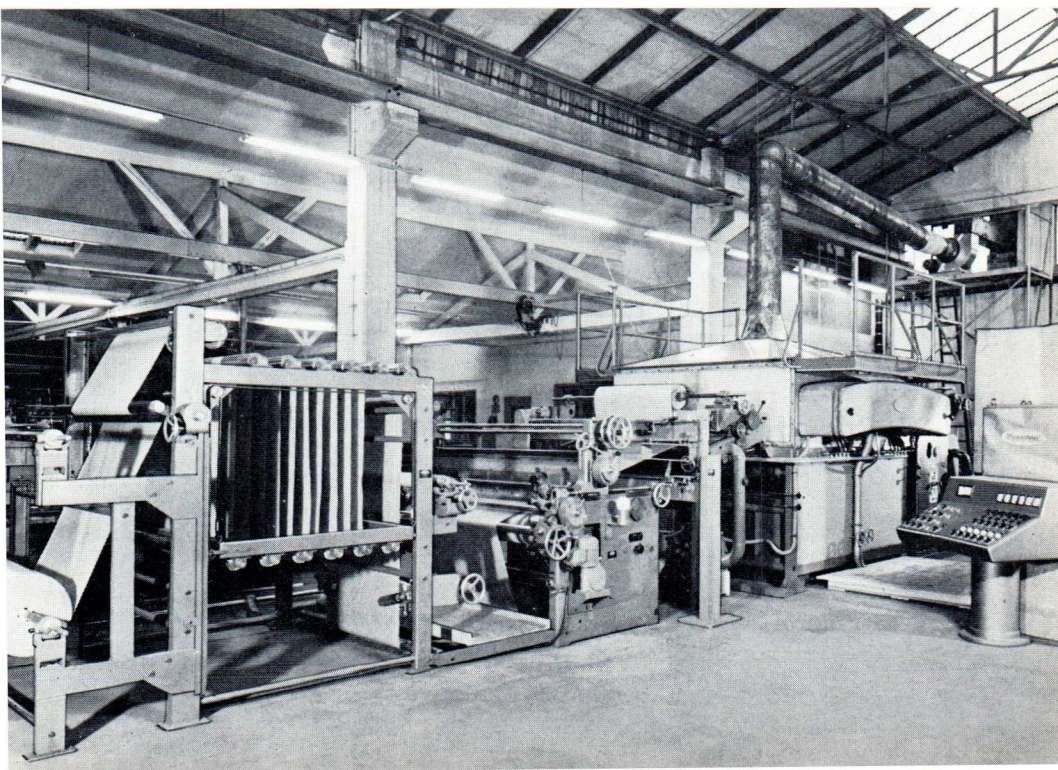


Bild 3a. Zweistufige Mikrowellenanlage zur Behandlung von schichtförmigem Material  
(Werkfoto Menschner, Dülken/Rhld.)

Bild 3b. Beschichtungs- und Kaschieranlage-Trockenkanal mit Mikrowellenheizung  
(Werkfoto Menschner)



Eine Anlage, die nach dem in den Bildern 2 und 3 dargestellten Prinzip aufgebaut ist, kann für sehr vielfältige Anwendungen eingesetzt werden: In der Textilindustrie, chemischen Industrie, Papierindustrie und im Druckereiwesen

- Aufbringen und Verkleben von Stoffen auf dünne Trägergewebe, -platten, -schichten (d. h. Beschichtung, Kaschierung), (Kunststoff auf Leinen)
- Trocknen und Aushärten von Farben und anderen auf die Bahnen aufgebrauchten Materialien, wie Leim und Stoffe zur Nachbehandlung
- Trocknen von Gewebe- bzw. Papierbahnen
- Erwärmen von Folien, Vulkanisieren, Polymerisieren

Es ist auch eine Kombination der angedeuteten Anwendungen möglich. So können z. B. die ersten Züge des Hohlleiters zur Trocknung des Materials verwandt und die weiteren Züge für eine Nachbehandlung durch Hinzufügen von Zusatzsubstanzen und anschließender Erwärmung gebraucht werden.

Mit Hilfe der Wärmebehandlung kann die Verbindung der Zusatzsubstanz mit der Schicht erreicht werden. Bei diesen Anwendungen (ausgenommen die Trocknung) handelt es sich im wesentlichen um endotherme Polymerisation. Ein Vorteil der in Bild 2 und 3a gezeigten Anlagen ist, daß sie als Bausteine verwendet werden können. Entsprechend dem Verwendungszweck können mehrere Bausteine hintereinandergeschaltet werden.

Wie bereits angedeutet worden ist, bietet die Anwendung von Mikrowellen, insbesondere für die Trocknung bis zu etwa 7% Restfeuchtigkeit bei Wasser, Vorteile, da im Gegensatz zu den bisher angewandten Trocknungsverfahren die Trocknung im „Innern“ des Materials stattfindet. Der Wirkungsgrad einer Mikrowellenanlage kann bei etwa 50% liegen; er ist weit höher als derjenige einer Infrarot-Trocknungsanlage, deren Wirkungsgrad 20 bis 30% beträgt. Der niedrige Wirkungsgrad der Infrarot-Trocknungsverfahren beruht auf dem vergleichsweise ungünstigen Wärmeumsatz.

Ein weiterer, bereits gestreifter Vorteil von Trocknungs- und Erwärmungsanlagen, die mit Mikrowellen arbeiten, ist ihr relativ geringer Raumbedarf. Während bei üblichen Infrarot-Erwärmungsanlagen Baulängen von 10 m, bei Lufttrocknungsanlagen Baulängen von 20 bis 30 m durchaus übliche Werte darstellen, können die entsprechenden Mikrowellenanlagen erheblich kürzer sein (3 bis 5 m). Weitere Nachteile der mit Infrarot und Luft arbeitenden Anlagen liegen in dem hohen Materialausschuß, der leicht bei falsch beschickten Öfen wegen ihrer großen Länge auftreten kann. Ein dritter, entscheidender Vorteil im Vergleich zu Trocknungs- und Polymerisationsverfahren, die mit Infrarot arbeiten, liegt darin, daß bei der Trocknung „von innen nach außen“ keine Schwierigkeiten durch Verkrustung der Oberfläche auftreten. Der Trocknungsverlauf ist günstiger, da die Diffusion z. B. eines Lösungsmittels durch die angetrocknete Oberfläche nicht behindert wird. Zur Behandlung stark wasserhaltiger Schichten bei der Trocknung nasser Gewebe ist oft eine

kombinierte Behandlung günstig. Eine Vortrocknung mit bekannten Methoden, z. B. mittels Quetschwalzen, ist vorteilhaft. Für die weitere Trocknung, bei der der Wirkungsgrad bekannter Anlagen sehr niedrig ist, kann Mikrowellenenergie eingesetzt werden.

### 3.1.1.1. Das elektromagnetische Feld in den Hohlleitern

In den mäanderförmig geführten rechteckigen Hohlleiterzügen (Bild 2 und 3a) wird eine Welle vom Typ  $H_{10}$  angeregt. Die Welle  $H_{10}$  ( $TE_{10}$ -Welle) ist die magnetische Grundwelle, ihr Feldlinienbild ist in Bild 4 dargestellt.

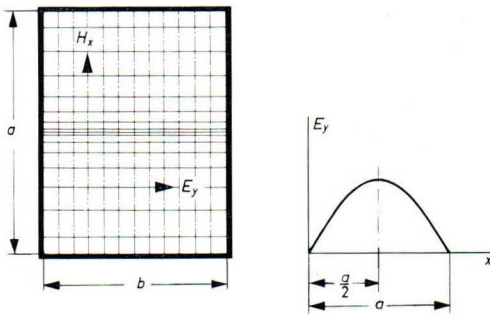


Bild 4a. Feldlinienverlauf bei einer  $H_{10}$ -Welle, projiziert auf den Hohlleiterquerschnitt. Die Dichte der gezeichneten Feldlinien stellt ein Maß für die Amplitude dar. Der Amplitudenverlauf von  $E$  ist sinusförmig (Maximum bei  $x = a/2$ )

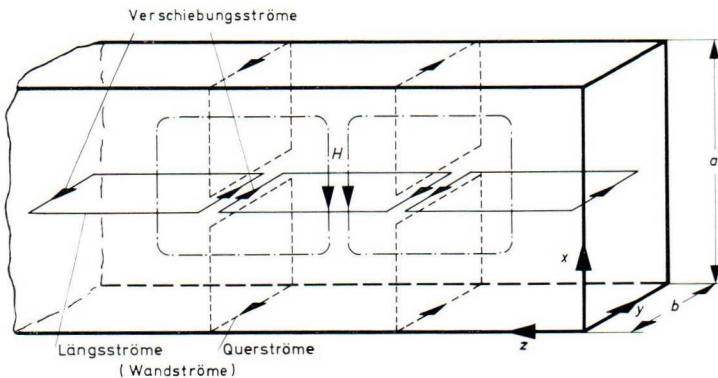


Bild 4b. Wandströme und magnetisches Feld bei einer  $H_{10}$ -Welle

Die Feldvektoren des elektrischen Feldes  $\mathfrak{E}$  und des magnetischen Feldes  $\mathfrak{H}$  der  $H_{10}$ -Welle im Vakuum sind:

$$\begin{aligned} E_x &= 0; & H_x &= -A \sin\left(\frac{\pi x}{a}\right) e^{\gamma z}; \\ E_y &= AZ_F \sin\left(\frac{\pi x}{a}\right) e^{\gamma z}; & H_y &= 0; \\ E_z &= 0; & H_z &= +iA \frac{\lambda_H}{2a} \cos\left(\frac{\pi x}{a}\right) e^{\gamma z}; \end{aligned} \quad (3)$$

wobei  $A$  ein Amplitudenfaktor,  $-\gamma = \alpha - i\beta$  der komplexe Fortpflanzungsfaktor der Welle in  $z$ -Richtung ist.

Ferner gilt

$$Z_F = \frac{Z_0}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda_0}{2a}\right)^2}}$$

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

der Feldwellenwiderstand im Hohlleiter ( $Z_0$  Wellenwiderstand des freien Raumes),

die Wellenlänge im Hohlleiter mit  $\lambda_0 =$  Wellenlänge im freien Raum,  $a$  und  $b$  sind die Kantenlängen (Innenabmessungen) des Rechteckhohlleiters,  
 $a$  Breitseite,  
 $b$  Schmalseite.

Man erkennt aus Gleichung (3) (vgl. auch Bild 4), daß die Vektoren  $\mathfrak{E}$  und  $\mathfrak{H}$  unabhängig von  $y$  sind, ferner, daß die elektrische Feldstärke wegen  $\sin \frac{\pi x}{a} = 1$  bei  $x = a/2$  maximal wird. Bild 4b zeigt schematisch den Verlauf der Wandströme sowie den Verlauf des magnetischen Feldes. Die Wandströme bestehen aus Längs- und Querströmen.

Schlitzt man den Hohlleiter entlang der Ebene  $x = a/2$ , d. h. entlang der Mitten der Breitseiten, so wird der Verlauf des Feldes und der Wandströme nicht gestört, da der Schnitt parallel zu den Längsströmen verläuft und durch die Punkte geht, in denen die Querströme verschwinden. Bei hinreichend schmalen Schlitz tritt praktisch keine Strahlung aus. Das zu behandelnde Material wird durch die Schnittebene gezogen, wo sich, wie wir oben festgestellt haben, auch das maximale elektrische Feld befindet. Der Feldvektor verläuft wegen  $E_x = 0$  parallel zur Bahn, d. h. innerhalb des Materials. Hierdurch wird eine maximale Energieumwandlung in Wärme gewährleistet.

In der Regel wird in einem Zug der Hohlleiteranordnung nur ein Teil der vom Magnetron abgegebenen Leistung von dem Material absorbiert. Daher schaltet man zweckmäßig mehrere Hohlleiterzüge hintereinander. Die mögliche Gesamtzahl hängt vom Energieabbau pro Längeneinheit (dB/m) ab.

Bei manchen Anwendungen, z. B. Vorwärmen einer Leimschicht auf einem Träger, könnte man mit zwei Zügen auskommen. In anderen Anlagen, z. B. zur Papier- und Gewebetrocknung, können mehr als acht Züge nötig sein.

Ein weiterer Grund, die Hohlleiterzüge in der beschriebenen Weise mäanderförmig anzuordnen, liegt darin, daß der Erwärmungsvorgang über die Breite der Bahn, d. h. senkrecht zur Durchführungsrichtung, möglichst gleichmäßig ablaufen soll.

Längs eines Hohlleiterzuges nimmt die Amplitude der elektrischen Feldstärke exponentiell ab, die Energie der Welle wird in Wärme umgesetzt. Bei der Anordnung der Hohlleiterzüge in Mäanderform verläuft der Abfall der elektrischen Feldstärke in dem benachbarten Hohlleiterzug in entgegengesetzter Richtung. Auf diese Weise kompensiert sich weitgehend der Energieabfall quer zur Durchlaufrichtung.

Weitere Verfahren, mit deren Hilfe eine gleichmäßige Bearbeitung des Materials gewährleistet wird, z. B. Hintereinanderschaltung mehrerer Anlagen, werden später noch erläutert.

### 3.1.1.2. Hohlleiterbreite und Abstand der Hohlleiterzüge voneinander, Anlagen mit aneinandergrenzenden Hohlleiterzügen

Wie bereits erwähnt, beträgt die Frequenz des Mikrowellenfeldes  $2450 \text{ MHz} \pm 25 \text{ MHz}$ . Als Hohlleiter kommt z. B. der Normhohlleiter, Typ R 26 (DIN 47302), in Frage. Das Seitenverhältnis dieser Hohlleiter-Innenmaße beträgt  $1:2$ , die Schmalseite ist  $43,18 \text{ mm}$  breit <sup>2)</sup>. Will man die Energiedichte in der Behandlungsfläche vergrößern, so besteht die Möglichkeit, die Breite der Schmalseiten des Hohlleiters zu verkleinern.

Die Feldenergie im Volumen  $V$  wird im wesentlichen durch den Ausdruck  $\int E^2 dV$  beschrieben (elektrisches Feld). Verkleinert man die Hohlleiterschmalseiten (s. Gleichung 3) um die Hälfte, so erhält man das halbe Volumen,  $E^2$  nimmt ebenso wie die Energiedichte den doppelten Wert an. Damit verdoppelt sich auch die Verlustdämpfung pro Weglänge gegenüber einem Hohlleiter R 26. Bei der Verkleinerung der Hohlleiterschmalseiten bleiben, wie man mit Gleichung (3) erkennt, die Ausdrücke für die Vektoren  $\mathcal{E}$  und  $\mathcal{H}$  bis auf den Amplitudenfaktor  $A$  unverändert, da diese von der Breite der Schmalseite  $b$  unabhängig sind.

Die folgende Übersicht bringt die Abmessungen in mm beider Rechteckhohlleiter: Der Hohlleiterquerschnitt ist in Bild 5 dargestellt.

<sup>2)</sup> Die Stellenzahl in den Maßangaben ergibt sich durch Umrechnung der (amerikanischen) Zollmaße in Millimeter. Die  $1/100$  sind nur dann einzuhalten, wenn käufliche Normflansche (PDR 26 DIN 47303) für den Hohlleiter R 26 verwendet werden.

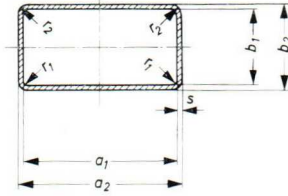


Bild 5. Querschnitt eines Rechteck-Hohlleiters zur Erläuterung der Maßangaben

Hohlleiter R 26 <sup>2)</sup>

$a_1 = 86,36 \pm 0,09$ ,  $b_1 = 43,18 \pm 0,09$ ,  $r_1$  max. = 1,2 (Innenmaße);  
 $a_2 = 90,42 \pm 0,09$ ,  $b_2 = 47,24 \pm 0,09$ ,  $r_2$  min. = 1, max. 1,5,  
 $s = 2,03$  (Außenmaße);

Hohlleiter F'26 <sup>3)</sup>

$a_1 = 86,36 \pm 0,09$ ,  $b_1 = 20,00 \pm 0,09$ ,  $r_1$  max. = 1,2 (Innenmaße);  
 $a_2 = 90,42 \pm 0,09$ ,  $b_2 = 24,06 \pm 0,09$ ,  $r_2$  min. = 1, max. 1,5,  
 $s = 2,03$  (Außenmaße).

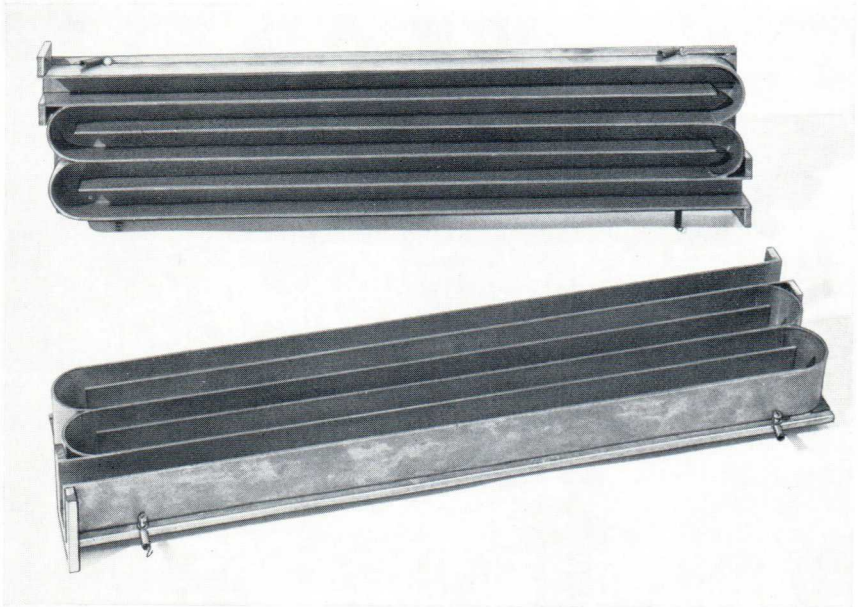


Bild 6. Mikrowellenanlage, bei der die einzelnen Hohlleiterzüge aneinandergrenzen; das Bild zeigt eine geöffnete Baugruppe.

<sup>2)</sup> s. S. 19

<sup>3)</sup> Abgewandelter Hohlleiter, mit ungefähr doppelter Energiedichte.

Um eine geringe Eigendämpfung in den Hohlleiterzügen zu erzielen, sollen vor allem die stromführenden Oberflächen glatt sein und aus gut leitendem Material, z. B. Messing, bestehen und außerdem die Montagetoleranzen (insbesondere die der Innenmaße) nach Möglichkeit eingehalten werden.

Bild 6 zeigt eine kompakt aufgebaute Anlage (Mäanderbox), bei der die einzelnen geschlitzten Züge unmittelbar aneinanderliegen. Die Hohlleiterzüge werden durch die auf die Grundplatte gelöteten Trennwände gebildet. Es empfiehlt sich, bei einer derartig aufgebauten Anlage nicht zu viele Züge hintereinanderschalten, da sonst Schwierigkeiten mit der Belüftung auftreten können (Abschnitt 3.1.2.5). Ein Richtwert für die maximal mögliche Schlitzhöhe ist 4 mm bei der mit dem Hohlleiter F\*26 aufgebauten Anlage. Detaillierte Angaben über den Aufbau dieser Anlage kann man dem Zeichnungsanhang entnehmen. Allgemein ist bei geschlitzten Hohlleitern der kleinste zulässige Abstand  $d$  zwischen den einzelnen Zügen abhängig von der Schlitzlänge  $l_k$  sowie von der Breite  $b_s$  der Schlitz, durch die die zu erwärmende Schicht geführt wird.

Bei zu kleinem Abstand zwischen den Hohlleiterzügen oder zu großer Schlitzlänge beeinflussen sich die benachbarten Hohlleiterzüge gegenseitig und stören bei ungünstiger Phasenlage den Betrieb der Anlage. Die von dem einen Hohlleiterzug auf den nächsten durch die Schlitz übertragene Welle addiert sich zu den dort vorhandenen Wellen. Laufen die übertragenen Wel-

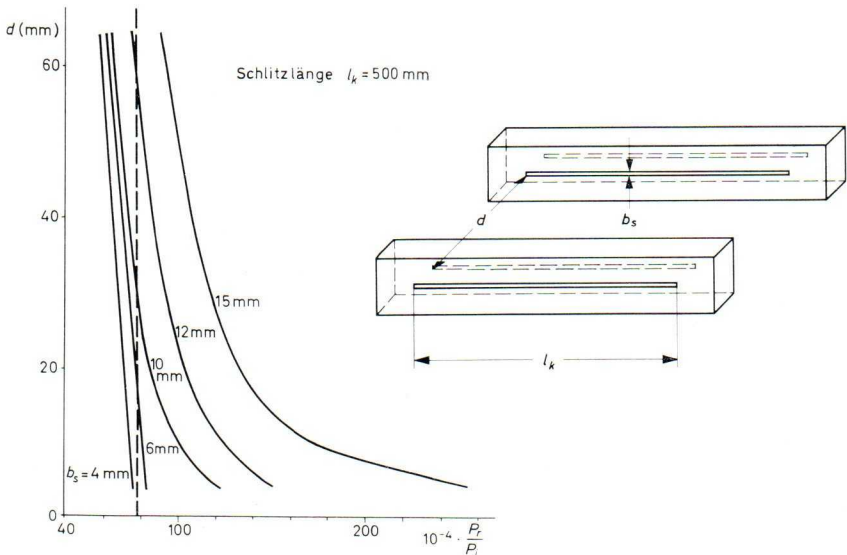


Bild 7. Abstand  $d$  zweier benachbarter Hohlleiterzüge in Abhängigkeit von dem Verhältnis zwischen reflektierter Leistung zur Eingangsleistung. Parameter ist die Schlitzbreite  $b_s$  ( $l_k = 500$  mm).

len entgegen der Fortpflanzungsrichtung der vorhandenen Wellen, so kommt es zu einer ungleichmäßigen Energieverteilung (stehende Wellen) im Hohlleiter.

Die gegenseitige Verkopplung zweier Hohlleiterzüge in Abhängigkeit vom Abstand  $d$ , der Schlitzbreite  $b_s$  und der Schlitzlänge  $l_k$  wurde an Hohlleitern F\*26 (mit kleinen Querschnitten) experimentell bestimmt.

Bild 7 zeigt die Abhängigkeit des Abstandes  $d$  zweier Hohlleiterzüge vom Verhältnis  $P_r/P_i$  der reflektierten Leistung  $P_r$  zur Eingangsleistung  $P_i$  für verschiedene Schlitzbreiten  $b_s$  und bei einer Schlitzlänge  $l_k = 500$  mm. Die Schnittpunkte der eingezeichneten senkrechten Grenzgerade  $P_r/P_i = \text{const.}$  mit den Kurven geben die zulässigen Minimalwerte von  $d$  an. Die Lage der Grenzgeraden wurde experimentell ermittelt.

Beispielsweise ist bei einer Schlitzlänge  $l_k = 500$  mm und einer Schlitzhöhe von  $b_s = 6$  mm der Abstand der Hohlleiterzüge  $d \geq 20$  mm zu wählen. Ein weiteres Beispiel: Bei einer Schlitzlänge  $l_k = 500$  mm, Schlitzbreite  $b_s = 10$  mm muß der kleinste Abstand zweier benachbarter Hohlleiterzüge  $d \geq 30$  mm gewählt werden.

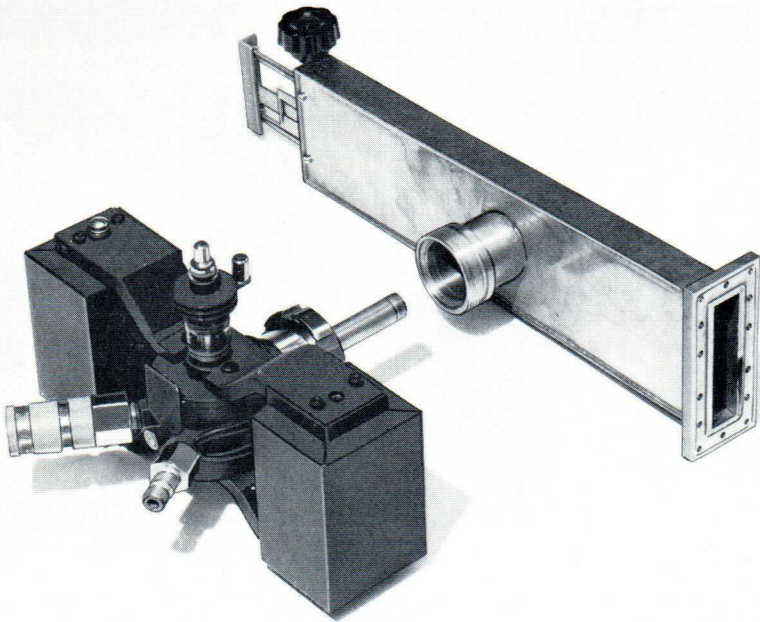


Bild 8. Laboratoriumsaufbau eines Übergangs (Koaxial-Hohlleiter). Der Innenleiter des Magnetronausgangs (16/39-Koaxial) ist mittels eines aufgeschraubten Stiftes verlängert.



### 3.1.2. Bauteile für Hohlleiteranlagen

#### 3.1.2.1. Angepaßter Übergang (Koaxial-Hohlleiter)

Der angepaßte Übergang verbindet den Koaxial-Ausgang des Magnetrons mit dem Hohlleiter. Er dient dazu, die Energie reflexionsfrei aus dem Magnetron auf den Hohlleiter zu übertragen und die Grundwelle im Hohlleiter ( $H_{10}$ -Welle) anzuregen.

Bild 8 zeigt einen Laboratoriumsaufbau eines Übergangs.

In Bild 9 ist sein Prinzip schematisch dargestellt. Mittels eines senkrecht zur Hohlleiterbreite angebrachten, in den Hohlleiter ragenden Stiftes wird im Hohlleiter die  $E_y$ -Komponente des  $H_{10}$ -Wellentyps angeregt. Dieser Antennenstift besteht zweckmäßig aus dem verlängerten Innenleiter eines koaxialen Leitungsstückes. Anpassungsparameter sind die Länge der kurzgeschlossenen Leitung und die Länge des in den Hohlleiter ragenden Stiftes.

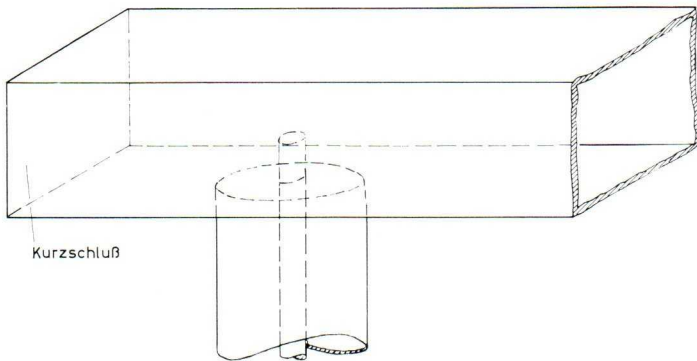


Bild 9. Prinzip des angepaßten Übergangs

Im Gegensatz zu der in Bild 8 gezeigten Anordnung empfiehlt es sich, bei einer industriellen Mikrowellenanlage einen festen Kurzschluß einzusetzen. Der Hohlleiter wird hierfür an einer bestimmten, experimentell festgelegten Querschnittsebene abgeschnitten und mit einer aufgelöteten Kurzschlußplatte abgeschlossen.

Maßangaben und Zeichnungen zum Versuchsaufbau (Bild 8) findet man in den Zeichnungssätzen.

#### 3.1.2.2. Bögen und Kniestücke

Wesentlichen Anteil am elektrischen Verhalten der Anlage haben die die einzelnen Hohlleiterzüge verbindenden Bögen.

Die Zeichnungssätze zu den Anlagen, die im Anhang zusammengestellt sind, enthalten zwei verschiedene Formen von Bögen und Kniestücken (Bild 10), die für den Hohlleiter R 26 und den Hohlleiter F'26 aufgebaut worden sind:

- a) E-Bögen und Kniestücke (über die breite Seite geknickt, die Ebene der Schmalseite bleibt erhalten);
- b) H-Bögen und Kniestücke (über die schmale Seite geknickt, die Ebene der Breitseite bleibt erhalten).

Die Maße der Bögen und Kniestücke wurden den in der Literatur angegebenen empirischen Dimensionierungskurven entnommen. Bezüglich ihrer elektrischen Eigenschaften sind die  $180^\circ$ -Bögen und die aus zwei  $90^\circ$ -Winkelstücken aufgebauten Kniestücke gleichwertig.

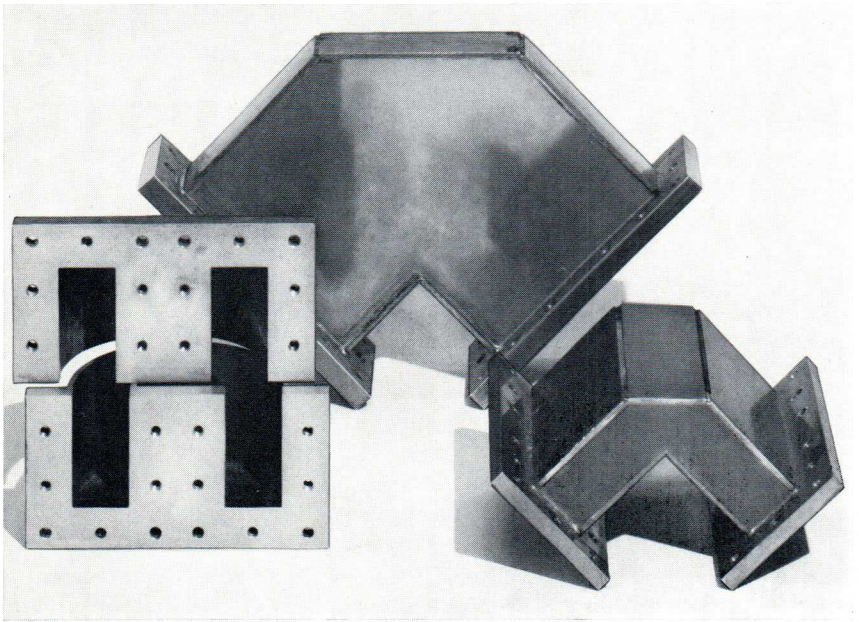


Bild 10. Einige kompensierte Winkelstücke und Bögen

Als Kompensationselement der Stoßstelle, die infolge der Abwicklung des Hohlleiters auftritt, dient beim  $90^\circ$ -Winkel die abgeschrägte Ecke. Der Hohlleiterbogen bildet durch seine Krümmung ein Transformationselement; bei geeigneter Verkleinerung der Hohlleiterschmalseiten innerhalb des Bogens kann man die auftretende Stoßstelle kompensieren.

Der Aufbau einer Mäander-Anlage mit aneinandergrenzenden Hohlleiterzügen läßt sich bei der Verwendung von Rundbögen insbesondere dann leicht

verwirklichen, wenn die Züge aus mehreren in die Grundplatten eingelassenen Stegen gebildet werden.

Bei der Anlage mit voneinander getrennten Zügen kommt es auf die Ausstattung der jeweiligen Werkstatt an, welchem System, ob Rundbögen oder zwei zusammengesetzten  $90^\circ$ -Winkelstücken, der Vorzug gegeben wird. Bei größeren Stückzahlen ist ein geeignetes Gußverfahren zu erwägen.

### 3.1.2.3 Verschuß der Hohlleiterzüge

Um in einfacher Weise die Züge der Hohlleiteranlage reinigen und warten zu können, wurde ein Hohlleiterschnellverschuß entwickelt, mit dessen Hilfe die oberen Hälften der einzelnen Hohlleiterzüge entfernt werden können. Zum Einlegen der Bahn ist es außerdem vorteilhaft, wenn eine einfache Vorrichtung zum Öffnen des Hohlleiters vorhanden ist. Ebenso kann ein Schnellverschuß auch bei den in späteren Abschnitten dieses Heftes beschriebenen Mikrowellenanlagen, in denen das Gut innerhalb eines Hohlleiters entlangläuft, verwendet werden. Die Bilder 11a und 11b zeigen den Aufbau des Schnellverschlusses. Die untere Hälfte des Hohlleiters ist fest mit dem Kniestück verbunden, z. B. durch Verschrauben oder Verlöten; die obere Hälfte ist abnehmbar.

Durch den keilförmig ausgeführten oberen Hohlleiterflansch wird ein Verklemmen beim Öffnen und Schließen vermieden. Der verbleibende Zwischenraum  $a$  kann mit einem verlustfreien festen dielektrischen Material, z. B. Teflon, ausgefüllt werden;  $a$  sollte höchstens 0,5 mm betragen, größere Abstände zwischen den Hohlleiterflanschen führen zu stark ansteigenden Dämpfungsverlusten.

Da bei Anwendungen in der Industrie allgemein die Gefahr von Verschmutzungen besteht, wurde von vornherein auf den Entwurf eines Schnellverschlusses mit elektrischem Kontakt verzichtet. Um eine exakte mechanische Führung zu erreichen, kann die bewegbare obere Hälfte des Hohlleiters mit einer Halterung versehen werden, die außerhalb der Hohlleiterzüge am feststehenden Teil der Mikrowellenanlage einrastet. Das Prinzip der Halterung ist in Bild 12 dargestellt. Die Arretierung des Schnellverschlusses kann mit einem Knebelverschuß oder ähnlichem durchgeführt werden.

Der Verschuß hat den Vorteil, daß der Abstand zwischen der oberen und unteren Hohlleiterhälfte unabhängig von thermischen Änderungen und außerdem sehr verschleißfest ist.

Die Anordnung muß mit einem Schutzschalter versehen sein, um ein Einschalten des Magnetrons bei geöffneten Hohlleitern zu verhindern.

Um ein Verklemmen und evtl. Verwerfen der Hohlleiterzüge infolge temperaturbedingter Längenänderungen zu verhindern, ist es ratsam, nur eine Seite der Anlage (z. B. alle rechts liegenden Kniestücke) fest mit der Unter-

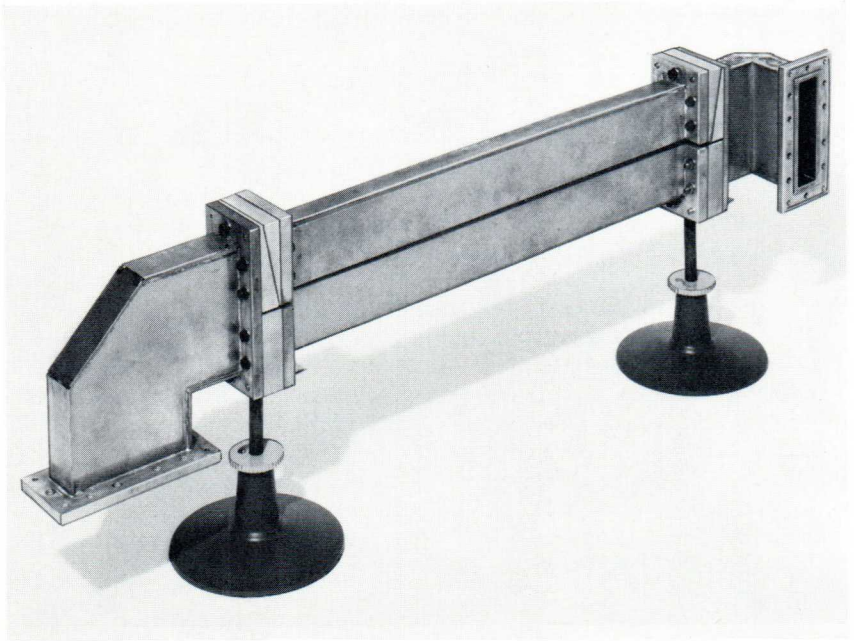


Bild 11 a. Hohlleiterschnellverschluß; der untere Halbhohlleiter ist mit dem Flansch fest verschraubt bzw. verlötet; der obere Teil ist abnehmbar.

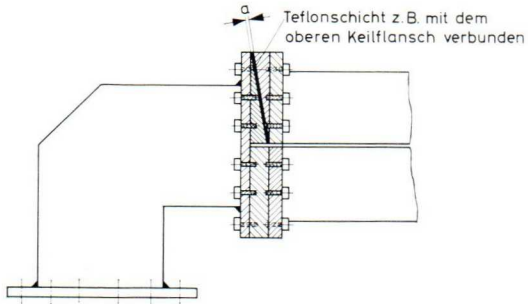


Bild 11 b. Prinzip des Schnellverschlusses

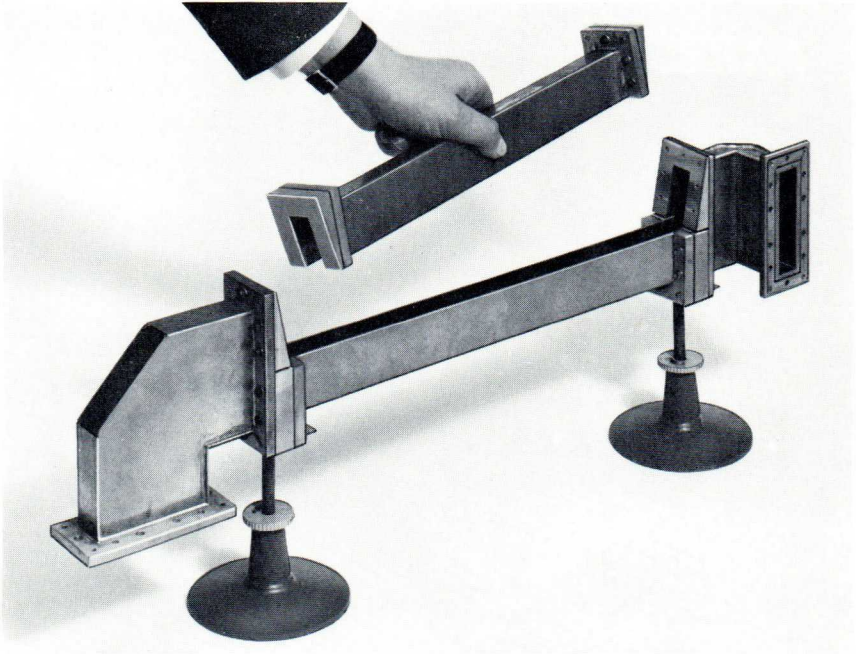


Bild 11c. Geöffneter Schnellverschluß

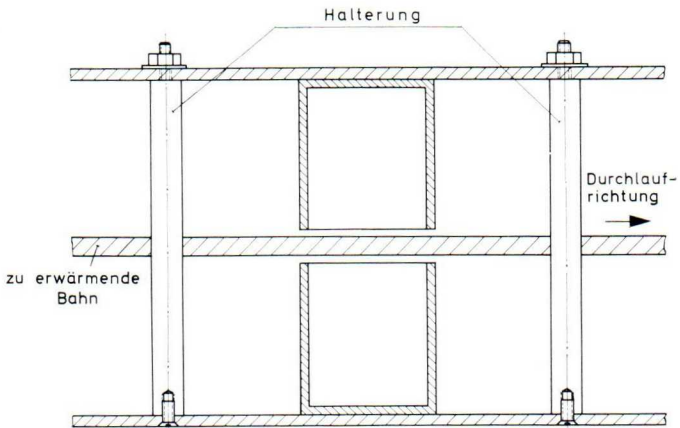


Bild 12. Halterung der Hohlleiterhälften

lage zu verbinden, der anderen Seite aber ein Spiel in Längsrichtung der Züge zu geben.

Die folgende Tabelle bringt einige Meßergebnisse, die die Hochfrequenzeigenschaften eines Laboratoriumaufbaus des Schnellverschlusses wiedergeben.

	Welligkeits-		Trans-	Abstand
	f (MHz)	faktor		
		s <sup>4)</sup>	k <sup>4)</sup>	
Einzelner Keilflansch	2425	1,18		0,5
	2450	1,37	1,03	0,5
	2475	1,12		0,5
Hohlleiterzug mit zwei Keilflanschen	2425	1,3		0,5
	2450	1,25	1,07	0,5
	2475	1,125		0,5

Eine Verlustdämpfung war nicht meßbar. Auch bei Messungen mit voller Leistung ( $\sim 2$  kW) erwies sich der Schnellverschluß als betriebssicher. Detaillierte Zeichnungen befinden sich im Zeichnungsanhang.

#### 3.1.2.4. Abschlußlast für Mikrowellenanlagen (Wasserlast)

Die Abschlußlast dient zur Aufnahme der überschüssigen Energie des Hochfrequenzfeldes, die im Leerlauf oder bei der Behandlung von Material mit geringerem Verlustwinkel oder bei nur teilweise beschickter Anlage in dem Material nicht voll abgebaut wird. Um eine gleichmäßige Behandlung der dünnen Materialsicht sicherzustellen, müssen rücklaufende Wellen, die der Abschlußwiderstand hervorruft, möglichst vermieden werden. Auch bei wechselnder Belastung, d. h. bei Beschickung der Anlage mit verschiedenen Gütern, darf sich das elektrische Verhalten (Anpassung) der Abschlußlast nur wenig ändern. Wegen ihrer Billigkeit und Einfachheit werden bei größeren HF-Leistungen in industriellen Mikrowellenanlagen Wasserlasten verwendet. Die hohe Energieabsorption von Wasser bei 2450 MHz ermöglicht eine schnelle Energieabfuhr, insbesondere bei unbeschickter Anlage. In Bild 13 a ist der Aufbau der Wasserlast schematisch dargestellt; Bild 13 b und c zeigen Entwicklungsmuster. Am Ende der Mikrowellenanlage ist der Hohlleiter durch einen  $90^\circ$ -Bogen so abgewinkelt, daß man ein senkrecht stehendes Hohlleiterstück erhält. Als Winkelstücke können E-Bögen und H-Bögen verwendet werden. Die Wasserlasten wurden für den Normhohlleiter R 26 und den Hohlleiter F'26 entwickelt.

<sup>4)</sup> Erläuterungen in Abschnitt 5.2.4.1 und 4.8.

Bild 13 a.

Prinzipaufbau der Wasserlast mit senkrechtem, wasserdurchflossenem Rohr

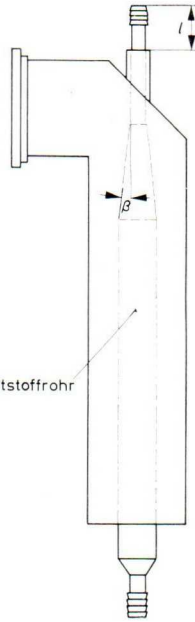


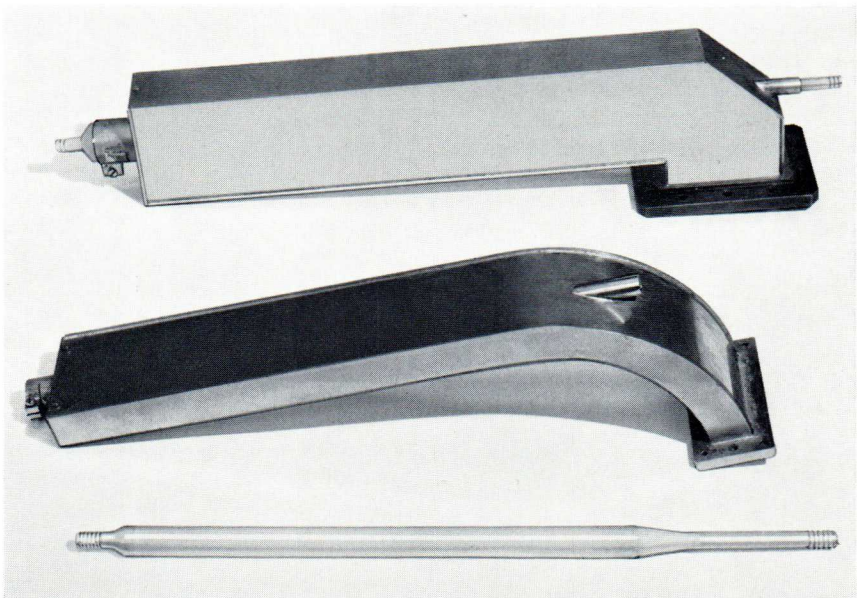
Bild 13 b.

Entwicklungsmuster mehrerer Wasserlasten

oben: Wasserlast, aufgebaut mit Normhohlleiter R 26 (Winkelausführung)

Mitte: Wasserlast, aufgebaut mit dem Hohlleiter F'26 (Bogenausführung)

unten: zur Wasserlast (Mitte) gehöriges Kunststoffrohr



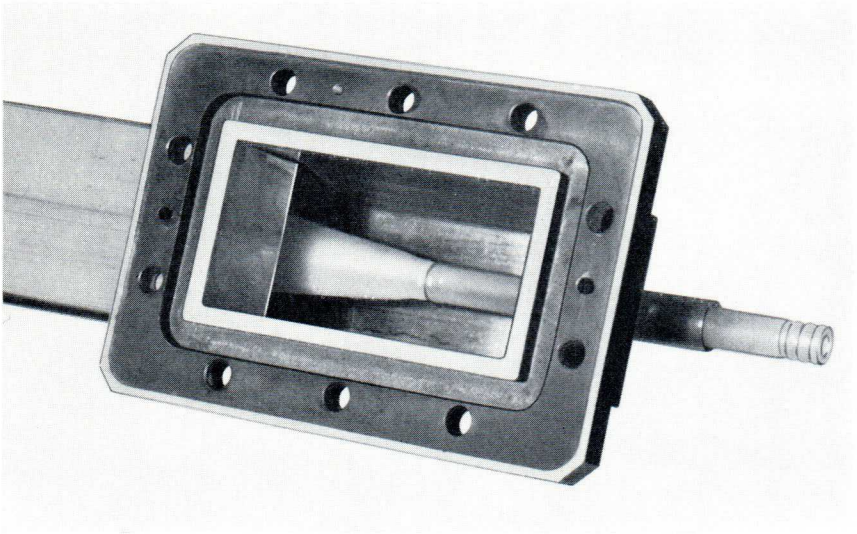


Bild 13 c. Blick in eine Wasserlast

Innerhalb des senkrechten, etwa 300 mm langen Hohlleiterstückes ist ein mit einem Kühlwasserkreis verbundenes Rohr angebracht, das aus einem dielektrischen, verlustarmen Material (z. B. Hostalen) gefertigt ist. Der Rohrquerschnitt wird auf etwa ein Drittel seines Wertes verjüngt;  $\beta$  und  $l$  (Bild 13 a) sind Parameter, mit deren Wahl man die Kompensation der durch die Wasserlast entstehenden Stoßstelle erreichen kann. Das Optimum dieser Werte wurde experimentell bestimmt.

Die Nichtlinearität einer Wasserlast hat zwei Ursachen. Einmal ist der dielektrische Verlustfaktor von Wasser temperaturabhängig. Ferner bewirkt die temperaturabhängige Lösbarkeit von Gasen eine Dichteänderung des Rohrinhalts. Es kann zu Blasenbildung im Rohrinne kommen.

Um diese Einflüsse weitgehend zu beheben, muß das Wasservolumen groß gewählt werden und ferner die Wasserlast senkrecht aufgestellt sein, wobei das Wasser das Rohr von unten nach oben durchfließt. Richtwerte für die Durchlaufmenge an Wasser bei einer 2 kW - Anlage sind 1 bis 2 l/min.

Die folgende Tabelle enthält die Meßwerte des Welligkeitsfaktors  $s$  einer Wasserlast bei verschiedenen Wassertemperaturen  $\theta = 15$  bis  $40^\circ\text{C}$  und mehreren Frequenzen des Bandes 2400 bis 2500 MHz.

Anhand von Messungen mit unterschiedlichen  $\beta$ -Werten zeigte sich, daß eine Toleranz der Verjüngungswinkel des Hostalenrohres von  $\pm 0,5^\circ$  eingehalten werden muß.



Wasserlast, aufgebaut mit Normhohlleiter R 26;  $l$  beträgt 39 mm.

$\theta$ (°C)	$f$ (MHz)	2 400	2 425	2 450	2 475	2 500
15		1,09	1,065	1,05	1,065	1,065
25		1,07	1,07	1,05	1,07	1,08
30		1,05	1,065	1,05	1,065	1,1
40		1,025	1,038	1,04	1,04	1,075

Innerhalb des Frequenzbandes, bei Wassertemperaturen zwischen 15 °C und 40 °C und Abweichungen der  $l$ -Werte um  $\pm 2$  mm hat der Welligkeitsfaktor  $s$  Werte von

$$s \leq 1,09 \text{ für Frequenzen 2 400 MHz bis 2 500 MHz}$$

$$s \leq 1,08 \text{ für Frequenzen 2 425 MHz bis 2 475 MHz}$$

### 3.1.2.5. Verschmutzungsschutz für Mikrowellenanlagen; Belüftungssysteme

Beim industriellen Einsatz von Mikrowellenanlagen kommt es oft zu Niederschlägen (z. B. Kondensaten von Lösungsmitteldämpfen) und Ablagerungen auf den Innenflächen der Hohlleiter, ferner zu mechanischem Abrieb (z. B. bei Textilbehandlung). Hierdurch wird der Wirkungsgrad der Anlage herabgesetzt. Eine niedrige Eigendämpfung der Hohlleiterzüge setzt einen guten Zustand der Innenflächen der Hohlleiterzüge voraus.

Schutz gegen Verschmutzung und Niederschlag bieten zwei dünne, wärme- und chemisch indifferente und verlustarme Kunststofffolien (z. B. Teflonfolien), die die offenen Schmalseiten der oberen und unteren Hohlleiterhälften abdecken. Bild 14 zeigt das Prinzip einer solchen Anordnung. Um zu ver-

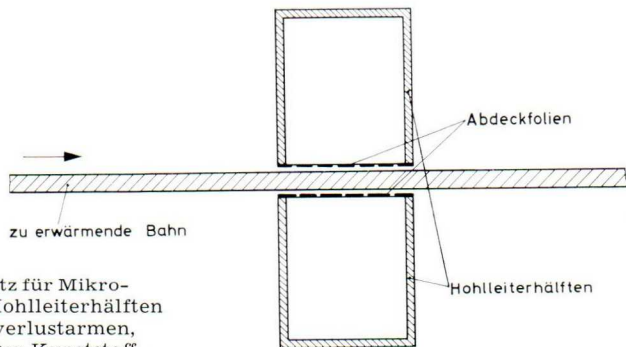


Bild 14.

Verschmutzungsschutz für Mikrowellenanlagen. Die Hohlleiterhälften sind mit Hilfe einer verlustarmen, temperaturbeständigen Kunststofffolie innen vor Verschmutzung geschützt. Die Folien können z. B. angeklebt oder durch Federn ange-drückt sein.

meiden, daß in den angepaßten Übergang vom Koaxial- auf den Hohlleiter und in den Hohlleiterteil der Wasserlast Dämpfe eindringen, können ihre Ausgänge vor dem ersten und nach dem letzten Hohlleiterzug mit einer entsprechenden Folie abgedeckt werden.

Bild 15 a zeigt das Prinzip eines Belüftungsverfahrens für eine Mikrowellenanlage mit abgedeckten Hohlleiterzügen. Ein Luftstrom mit anwendungsgerecht gewählter Temperatur wird jeweils zwischen zwei Hohlleiterzügen auf die Bahn geblasen und an den beiden anderen Seiten der Hohlleiterzüge abgesaugt.

In Bild 15 b ist das Prinzip einer Belüftung dargestellt, bei der keine Abdeckung der Hohlleiterhälften durch Folien möglich ist. Die obere und untere Schmalseite des Hohlleiters sind mit schmalen Schlitzsenkrecht zur Fortschrittsrichtung der Wellen zu versehen. Durch diese Schlitzze wird Luft auf die Bahn geblasen und zwischen den Hohlleiterzügen abgesaugt. Die Niederschlagsbildung auf den Hohlleiterwänden wird dadurch erschwert. In

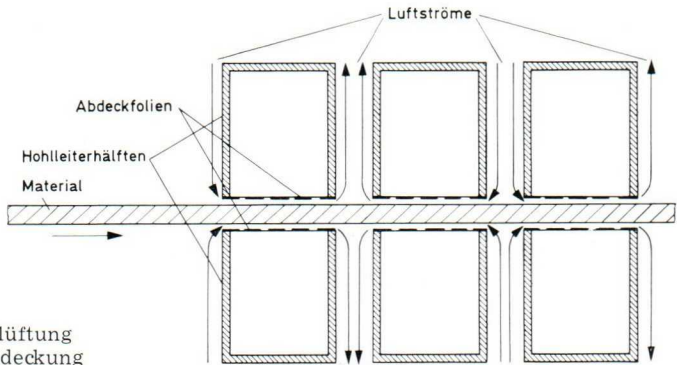


Bild 15 a.  
Prinzip einer Belüftung  
mit Hohlleiterabdeckung

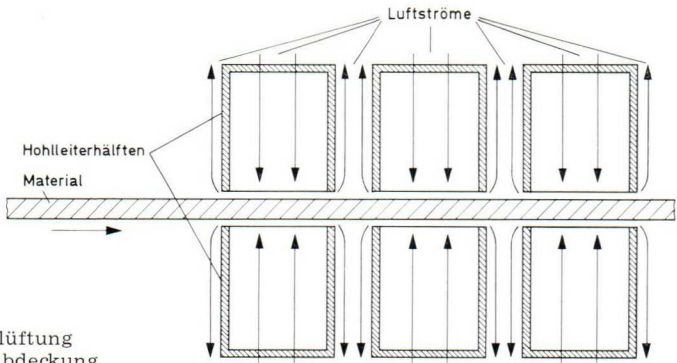


Bild 15 b.  
Prinzip einer Belüftung  
ohne Hohlleiterabdeckung

der oberen Hohlleiterhälfte wird die Luft von oben, in der unteren von unten eingeblasen.

Um Explosionen (z. B. beim Austreiben von explosiven Lösungsmitteln) auszuschließen, muß genügend Luft zugeführt werden, damit die Lösungsmittelkonzentration hinreichend niedrig wird; ferner muß eine turbulente Strömung gewährleistet sein.

### 3.1.3. Ausführungsformen von Hohlleiteranlagen (Mäanderanlagen) sowie Durchlaufrichtung und Temperaturverteilung

Bild 16 zeigt schematisch eine vollständige Mikrowellenanlage. Das Magnetron ist durch den Übergang Koaxial-Hohlleiter mit dem mäanderförmigen Hohlleiter-System verbunden. Am Ende des letzten Hohlleiterzuges befindet sich der Abschlußwiderstand. Auch die eingangs erwähnten Mikrowellenanlagen (Bild 2 und 3) sind nach diesem Prinzip aufgebaut.

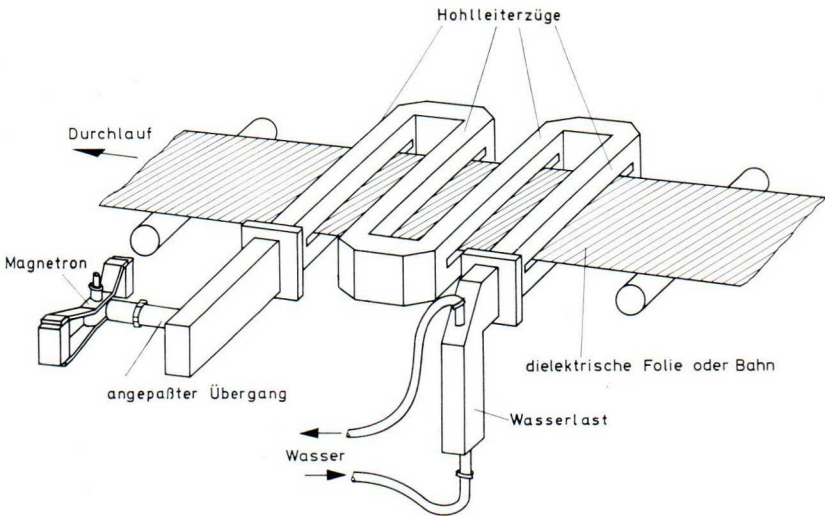


Bild 16. Prinzip einer vollständigen Mikrowellenanlage

#### 3.1.3.1. Zusammenschaltung mehrerer Hohlleiteranlagen

Reicht die Leistung eines Magnetrons zur Wärmebehandlung bzw. Trocknung des Materials nicht aus, so können mehrere 5 kW - bzw. 2,5 kW - Anlagenteile hintereinandergeschaltet werden. Bild 17 a zeigt die empfohlene Anordnung,

bei der der Energieabfall quer zur erwärmten Bahn mit Hilfe von paarweise wechselseitiger Einspeisung ausgeglichen wird.

Auch in der Beschichtungs- und Kaschieranlage, die in Bild 3 gezeigt wurde, ist dieses Prinzip angewandt worden. Der Mikrowellenteil der Maschine enthält (unter der Ablufthaube) sechs Mikrowellenanlagen, die mit je vier Hohlleiterzügen bestückt sind.

Neben der Hintereinanderschaltung mehrerer Anlagen in der eben geschilderten Weise kann zum Erreichen einer gleichmäßigen Energieverteilung ein weiterer Weg beschritten werden. Hierzu werden zwei z. B. paarweise wechselseitig gespeiste Anlagen so ineinandergefügt, daß jeweils ein Zug der einen und ein Zug der anderen Anlage aneinandergrenzt (Parallelschaltung).

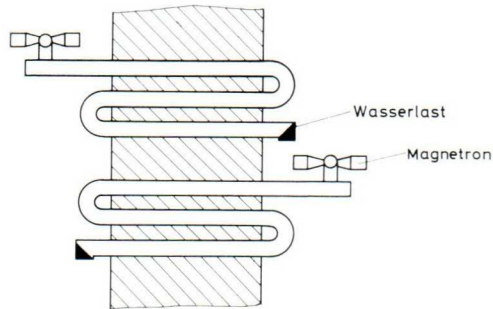


Bild 17a. Prinzip der Hintereinanderschaltung von zwei oder mehreren Anlagen, die Magnetrons und Wasserlasten sind wechselseitig gegenüber angeordnet.

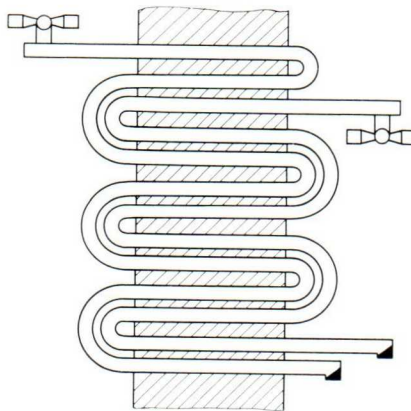


Bild 17b. Hohlleiteranordnung, bestehend aus ineinandergewickelten arkaden- und girlandenförmigen Anlagen.

Dieses Prinzip ist in Bild 17 b dargestellt. Damit die beiden Anlagen gleichmäßig zusammengefügt werden können, muß jeder Hohlleiterzug an einem Ende einen  $180^\circ$ -Hohlleiterbogen mit größerem und am anderen Ende mit kleinerem Radius besitzen.

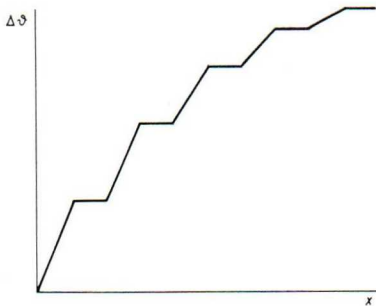
### 3.1.3.2. Temperaturverteilung in Mikrowellenanlagen

Die Temperaturverteilung in dem behandelten Material ist bei den beiden Grundtypen von Mikrowellenanlagen (Abschnitt 3.1.1) sehr unterschiedlich. Daher muß für den jeweils vorliegenden Anwendungsfall entschieden werden, welchem Verfahren der Vorzug gegeben werden sollte.

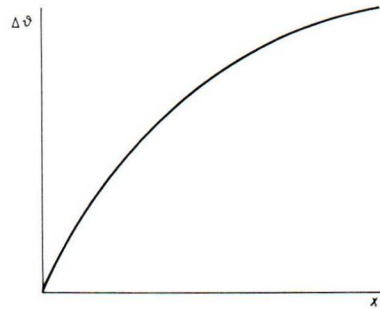
Bild 18 a zeigt den idealisierten Temperaturverlauf an einem Ort des Materials beim Durchlauf durch eine Mikrowellenanlage mit getrennten Zügen. Durchlaufrichtung des Materials: vom Magnetron zur Wasserlast. In der Skizze wurden idealisierte Kenngrößen des Materials angenommen ( $\tan \delta = \text{konstant}$ ). Beim Durchqueren eines Hohlleiterzuges wächst die Temperatur stark an; um sie im Zwischenraum konstant zu halten, kann Heißluft auf die Bahn geblasen werden.

In Bild 18 b ist dagegen der idealisierte Temperaturverlauf beim Durchlauf in gleicher Durchlaufrichtung durch eine Mikrowellenanlage mit aneinandergrenzenden Zügen (Mäanderbox) dargestellt. Die Erwärmung erfolgt stetig.

Eine Anlage mit aneinandergrenzenden Zügen hat dort Vorteile, wo das zu behandelnde Material die stufenweise Anhebung der Temperatur nicht verträgt.



(18 a)

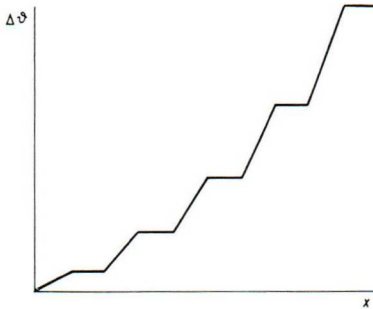


(18 b)

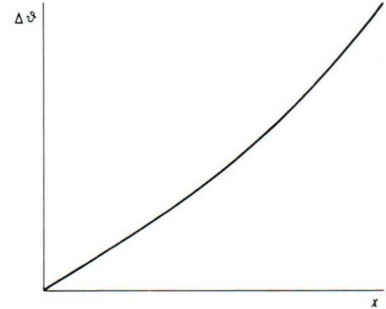
Bild 18 a. Temperaturverlauf an einem Ort der Bahn beim Durchlauf durch eine Mikrowellenanlage, die aus getrennten Hohlleiterzügen aufgebaut ist. Durchlaufrichtung vom Magnetron zur Wasserlast.

Bild 18 b. Temperaturverlauf bei Mikrowellenanlagen mit aneinandergrenzenden Zügen (Mäanderbox). Durchlaufrichtung vom Magnetron zur Wasserlast.

Bild 19 a und Bild 19 b zeigen den Temperaturverlauf an einem Ort des Materials in der Anlage mit getrennten Zügen und aneinandergrenzenden Zügen, jedoch bei umgekehrter Durchlaufrichtung: von der Wasserlast zum Magnetron. Die Kurven unterscheiden sich im wesentlichen von den in Bild 18 a und Bild 18 b dargestellten dadurch, daß der Temperaturanstieg zu Beginn langsamer verläuft, der Anstieg aber später ausgeprägter ist.



(19 a)



(19 b)

Bild 19 a. Temperaturverlauf bei Mikrowellenanlagen (getrennte Züge). Durchlaufrichtung von der Wasserlast zum Magnetron.

Bild 19 b. Temperaturverlauf bei Mikrowellenanlagen (aneinandergrenzende Züge). Durchlaufrichtung von der Wasserlast zum Magnetron.

### 3.1.3.3. Mikrowellenanlage mit schräger Führung der Hohlleiterzüge

Bei den bisher besprochenen Mikrowellenanlagen zur Wärmebehandlung von schichtförmigem Material bildet die Fortschreitungsrichtung der Welle einen rechten Winkel mit den Bahnkanten des Materials. Die Bahnkanten können bei manchen Materialien mit hohem  $\epsilon_r$  zu Reflexionen an den Kanten führen. In diesem Fall muß man mit dem Auftreten von Stehwellen rechnen.

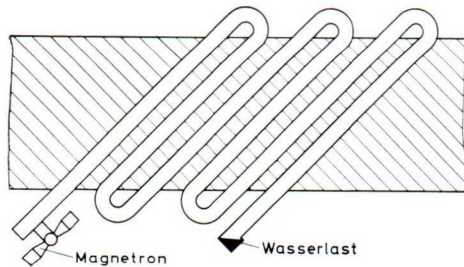


Bild 20. Anordnung der Hohlleiterzüge bei einer Anlage mit schrägem Materialdurchlauf

Bei einer schrägen Führung der Hohlleiterzüge erfolgen dagegen keine ausgeprägten Reflexionen.

Bild 20 zeigt das Prinzip einer Anlage mit schräg geführten Zügen. Der Winkel zwischen Materialkante und den Hohlleiterzügen beträgt z. B.  $\alpha = 45^\circ$ , wobei ein längerer Hohlleiterzug jeweils auf einen kürzeren folgt; als Kniestücke dienen  $180^\circ$ -Bögen.

Eine auftretende restliche Welligkeit wird weiter dadurch ausgeglichen, daß sich infolge der schrägen Führung der Hohlleiterzüge ein Energieminimum nicht auf eine schmale Spur auf dem Material konzentriert. Ein weiterer Vorteil liegt darin, daß eine größere Fläche der Schicht von einem Hohlleiterzug überstrichen wird als bei rechtwinkliger Führung der Hohlleiterzüge und damit die Zugzahl kleiner bleiben kann.

Die Nachteile dieses Systems sind maschinenbaulicher Art, da die Führung des zu erwärmenden Materials schwieriger zu verwirklichen ist.

Eine schräge Führung der Hohlleiterzüge ist natürlich auch mit aneinandergrenzenden Zügen (Määnderbox) möglich. Da dann aber die Länge der Schlitzes  $l_k$  um den Faktor  $1/\sin \alpha$  größer wird, wird auch die maximal zulässige Schlitzbreite  $b_s$  kleiner (Abschnitt 3.1.1.2).

### 3.1.4. Längsdurchlauf-Mikrowellenanlagen

Während in den bisher beschriebenen Mikrowellenanlagen das zu erwärmende Material quer zum Hohlleiter geführt wird, läuft es in den Längsdurchlaufanlagen im Hohlleiter entlang. Der Behandlungsraum besteht meistens aus einem geraden Hohlleiterzug. Die Anwendung der Anlagen setzt Material mit höherer Verlustdämpfung pro Längeneinheit voraus. Längsdurchlaufanlagen eignen sich vor allem für schmale Güter. Beispiele sind Stränge, körner- und granulatförmiges Material sowie Flüssigkeiten. Auch wurden Anlagen zur Behandlung schmaler Streifen auf Bahnen und Schichten entwickelt.

#### 3.1.4.1. Längsdurchlauf-Mikrowellenanlage zur Behandlung von pulver-, körner- bzw. granulatförmigem sowie strangförmigem Material

Bild 21 zeigt schematisch den Aufbau der Mikrowellenanlage. Sie besteht aus dem Magnetron, dem angepaßten Übergang, zwei Hohlleiterkniestücken für den Ein- und Auslauf des zu erwärmenden Gutes, dem Hohlleiter, der Wasserlast sowie einer Transporteinrichtung, z. B. einem Förderband. Das Material gelangt durch den Fülltrichter auf ein verlustarmes dielektrisches Förderband, das durch einen HF-Abschirmkamin und die Behandlungszone läuft. Nach dem Durchlauf wird das Material durch den zweiten Abschirmkamin nach außen geleitet.

Der Materialdurchsatz pro Zeiteinheit kann durch die Wahl der Bandgeschwindigkeit eingestellt werden. Die Transporteinrichtung sollte so ausgeführt sein, daß das Gut im Bereich maximaler elektrischer Feldstärke entlangläuft (d. h. symmetrisch zur Hohlleitermittelebene und parallel zur Feldkomponente  $E_y$ ).

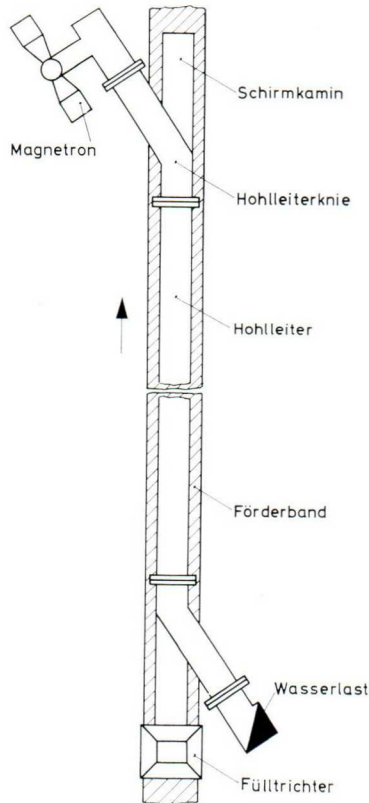


Bild 21. Prinzip einer Mikrowellenanlage zur Behandlung von körner-, pulver- und strangförmigem Material

Die größte Ersparnis an Stellfläche ergibt sich, wenn die Hohlleiter senkrecht aufgestellt werden und das zu behandelnde Gut sie von oben nach unten durchläuft. Zum Aufbau der Anlage sind die Hohlleiter R 26 und F'26 verwendbar. Die Baulänge einer mittels Hohlleitern F'26 aufgebauten Anlage ist wegen der in diesem Hohlleiter auftretenden höheren Dämpfung pro Längeneinheit im Material halb so groß wie beim Typ R 26 (vgl. Abschnitt 3.1.1.2).



Bei höherem Energiebedarf können mehrere Hohlleiter parallel geschaltet werden, so daß ein ausreichender Durchsatz pro Zeiteinheit erzielt wird. Zweckmäßig wird eine gemeinsame Transporteinrichtung verwendet.

Bild 22 a zeigt den Versuchsaufbau der mit Schirmkaminen hoher Dämpfung kombinierten Kniestücke für diese Anlage. Die Anordnung wirkt als elektrische Weiche, welche die Fortleitung der elektrischen Energie und des Gutes trennt.

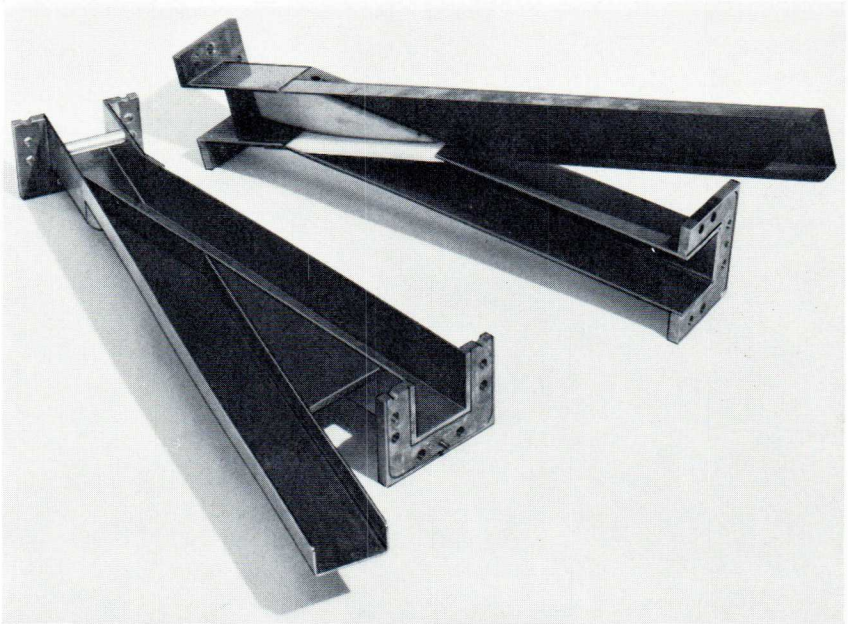


Bild 22 a. Geöffnetes Kniestück zum Laboratoriumsaufbau einer Mikrowellenanlage mit Längsdurchlauf des Materials

In Bild 22 b sind die Abmessungen der Kniestücke eingetragen. Der Winkel zwischen Einlaufkamin und Hohlleiter sollte zur Vermeidung von Reflexionen möglichst klein sein. Die Länge der Behandlungszone muß so groß gewählt werden, daß die Hochfrequenzenergie weitgehend abgebaut wird.

Um an Länge zu sparen, kann ein Hin- und Rücklauf der Energie im Behandlungsraum durch Anbringen einer Reflexionsblende vor der Wasserlast erreicht werden, damit das behandelte Gut bei Vor- und Rücklauf der Energie erwärmt wird. Die Höhe der Welligkeit, die die Blende verursachen darf, hängt von dem gewählten Magnetron ab. Für das Dauerstrichmagnetron YJ 1160 wird bei der 2 kW - Einstellung ein Betriebswert von  $s = 3$  empfohlen. Daraus folgt für den Fall des Leerlaufs ein  $s_{Blende} = 3$ , d. h. 50% der Energie

wird reflektiert. Es ist anzustreben, daß die sich ergebende Reflexion in Richtung „sink“ des Rieke-Diagramms des Magnetrons liegt. Bei Betrieb der Anlage mit Totalreflexion vor der Wasserlast muß die Beschickung des Behandlungsraumes durch das Gut gewährleistet sein. Die Anodenspannung des Magnetrons darf also erst bei gefüllter Anlage eingeschaltet werden.

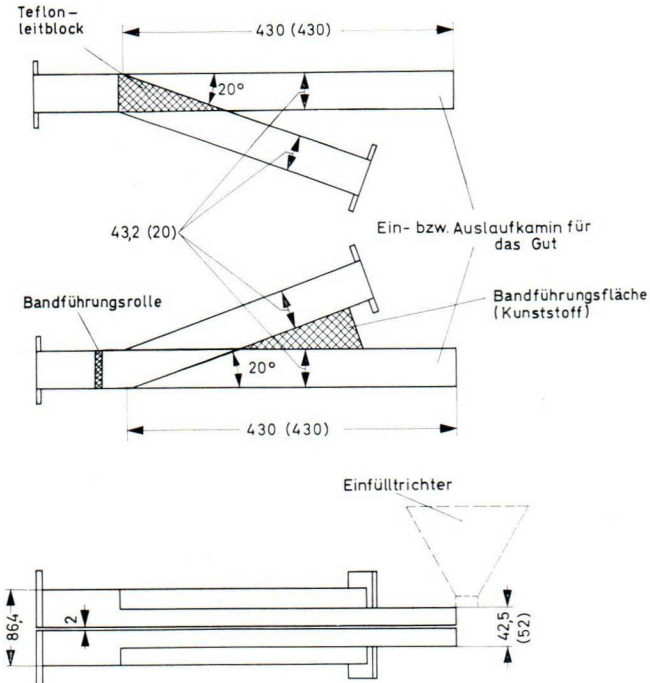


Bild 22b. Wichtige Maße der Kniestücke.  
Zahlen ohne Klammer: Normhohlleiter R 26,  
geklammerte Werte: Hohlleiter F\*26.

### 3.1.4.2. Anlage zur Behandlung schmaler Streifen auf bahnen- und folienförmigem Material

Eine Mikrowellenanlage zur Behandlung von Streifen auf bahnen- und folienförmigem Material stellt eine Spezialform der soeben beschriebenen Mikrowellenanlage zur Körnerbehandlung dar. Auf die Einlauf- und Auslaufschirmkamine kann verzichtet werden.

Bild 23 zeigt zwei parallel geschaltete Anlagen. Die beiden geraden Behandlungsräume enden in geschlitzten Hohlleiterbögen und sind mit den Wasser-

lasten sowie durch angepaßte Übergänge vom Koaxial- auf den Hohlleiter mit den Magnetrons verbunden.

Reicht die Leistung eines Magnetrons aus, so können die Behandlungsräume mit Hilfe einer Hohlleiterverzweigung von einem Magnetron gespeist werden.

Als Anwendungen kommen Trocknung von Klebstreifen, Farbstreifen und Rändern sowie streifenweise Beschichtung und Kaschierung von Bahnen und Folien in Frage. Die Anwendungen sind analog zu denen der Mäanderanlagen.

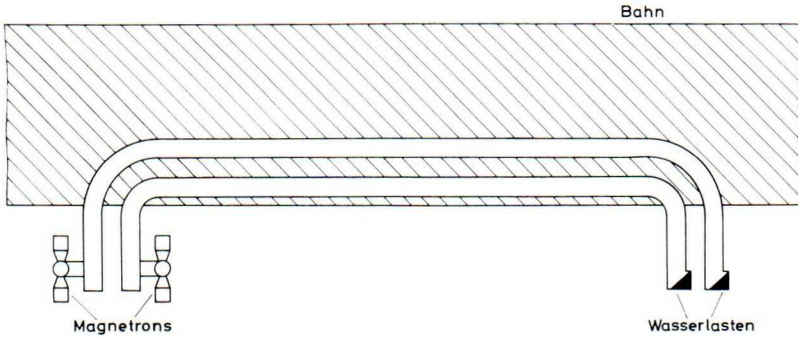


Bild 23. Anlage zur Behandlung von Streifen auf einer Bahn oder Folie. Die Behandlungsstrecken sowie die Hohlleiterbögen sind an den Breitseiten geschlitzt.

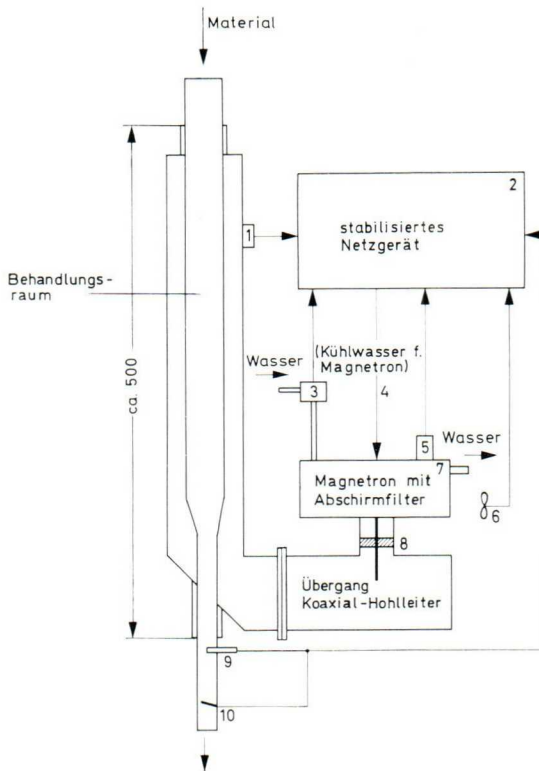
### 3.1.4.3. Mikrowellenanlage zur Behandlung von Flüssigkeiten und strangförmigen Substanzen

Einen Spezialfall der in 3.1.4.1 beschriebenen Mikrowellenanlage stellt die aus Abschnitt 3.1.2.4 bekannte Wasserlast dar. In gleicher Weise kann das Gut, das die Mikrowellenenergie aufnimmt, in Längsrichtung innerhalb des Hohlleiters entlanggeführt werden. Bild 24 zeigt schematisch eine Mikrowellenanlage zur Behandlung von Flüssigkeiten, die nach diesem Prinzip aufgebaut ist; außerdem sind die Überwachungsorgane als Beispiel für eine derartige Anlage dargestellt.

Die Länge der Anlage muß so gewählt sein, daß im Hinlauf die Mikrowellenenergie vom Erwärmungsgut völlig absorbiert wird, weil sonst die Gefahr der Bildung von Kochzonen (bei zu hohem  $s$ -Wert) an bestimmten Querschnittsebenen entsteht. Der Mikrowellengenerator ist durch einen Übergang-Koaxial-Hohlleiter mit dem Behandlungsraum verbunden.

Die Anlage eignet sich auch zur schnellen Erwärmung von zähflüssigem Material, z. B. Gelen, sowie zum Vorwärmen von kunstharzhaltigen Strängen. In der Lebensmittelindustrie können nach diesem Prinzip aufgebaute

Bild 24. Prinzip einer Anlage, die zur Wärmebehandlung von Flüssigkeiten und strangförmigem Material dient (Pfeile in Einwirkungsrichtung).



Es bedeutet:

- 1 Überwachung der Füllhöhe im Behandlungsraum durch Fotozelle;
- 2 Stabilisiertes Netzgerät zur Speisung des Magnetrons (Heizspannung, Hochspannung), Wasserkühlung des Magnetrons;
- 3 Strömungswächter für Kühlwasserüberwachung (Kühlung des Magnetrons);
- 4 Heiz- und Hochspannung des Magnetrons;
- 5 Thermoschalter zur Kontrolle der Temperatur des Anodenkörpers (Magnetron);
- 6 Kühlung der Magnetronkatode durch Luftstrom;
- 7 Magnetron YJ 1160 mit Abschirmtopf TE 1070 (Fa. Herfurth GmbH, Hamburg);
- 8 Für die 2,5 kW Einstellung ist eine Festreflexion  $s_f \approx 1,5$ ,  $l_f \approx 0,41 \lambda$  notwendig, die z. B. als Teflonscheibe ausgeführt werden kann (Magnetrondatenblatt);
- 9 Abschirmtes Halbleiterelement zur Temperaturmessung am erwärmten Gut;
- 10 Drosselklappe zur Steuerung des Materialdurchsatzes in Abhängigkeit der Guttemperatur.

Maschinen zur Honigerwärmung und zum Erhitzen von Wurstmasse benutzt werden. Bei der Erwärmung von Flüssigkeiten können beide Durchlaufrichtungen gewählt werden.

### 3.2. Mikrowellenherde zur Erwärmung von kompakten, in Form kleiner Blöcke vorliegenden Substanzen

Die bisher wohl am meisten bekanntgewordene Anwendung von Mikrowellen zur Erwärmung eines Stoffes ist der Mikrowellenherd, der zum Garen sowie zum schnellen Auftauen und Erwärmen von Nahrungsmitteln (z. B. aus tiefgefrorenem Zustand) in Kantinen, Restaurants und auf Schiffen vielfältig eingesetzt werden kann.

Mikrowellenherde können in Forschungslaboratorien zur Trocknung von Proben, z. B. Gesteinsproben, Bodenproben, zur schnelleren Bestimmung des Wassergehaltes (Kohlebergbau, Ölbohrung) verwendet werden. Ein weiterer Anwendungsbereich kann auch die Formung von Gegenständen aus thermoplastischen Kunststoffen sein.

Bild 25 zeigt den Prinzipaufbau eines Mikrowellenherdes. Die Gestaltung des Garraumes ist entscheidend für den Entwurf von Mikrowellenherden. Die Abmessungen lassen sich nach den gleichen Regeln festlegen, wie sie für Hohlraumresonatoren der Höchsthfrequenztechnik gelten. Die durch die Einkopplung in den Garraum gelangenden Wellen werden an den Wänden reflektiert, und es bildet sich ein sehr vielfältiges System stehender Wellen aus. Um eine möglichst gleichmäßige Feldverteilung im Innern des Garraumes zu erzielen, können verschiedene Maßnahmen ergriffen werden. Bei den in Bild 26 gezeigten Öfen wurde ein Hochfrequenzquirl (rotierender Sekundärstrahler) verwendet, der in der Nähe der Einkopplung angebracht ist. Weitere

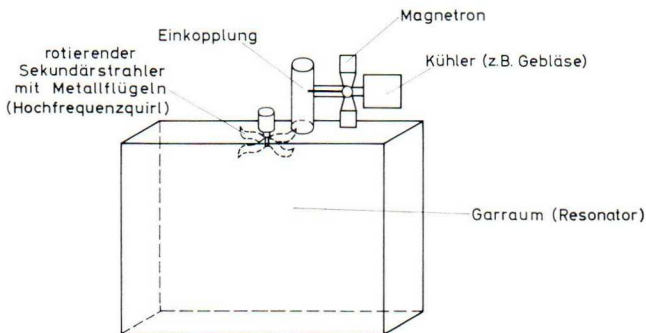


Bild 25. Grundaufbau eines Mikrowellenherdes. Bei praktischen Ausführungen ist der Feldrührer und die Einkopplung meist durch eine Kunststoffplatte vom eigentlichen Arbeitsraum getrennt.

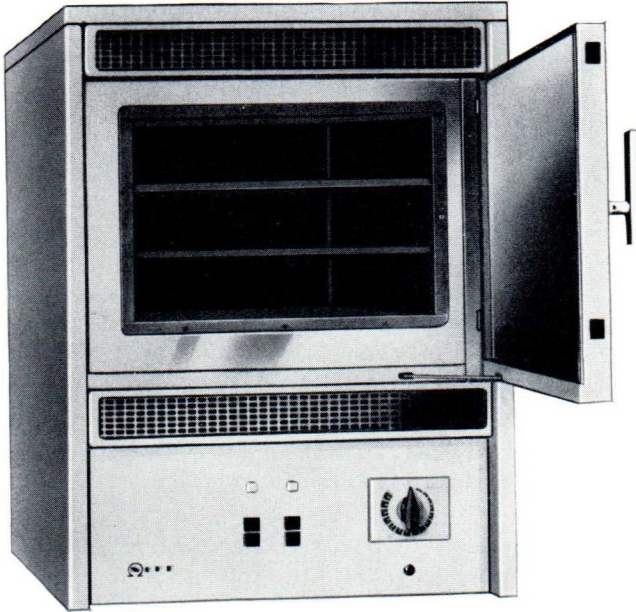


Bild 26 a. Mikrowellenherd der Firma Neff

Möglichkeiten bestehen darin, das zu erwärmende Gut auf einem Drehteller unterzubringen, eine rotierende Antenne im Garraum zu verwenden, mehrfache Einkopplungen anzubringen oder eine Wand des Garraumes zu bewegen.

Um einen Einblick in die Feldverteilung eines Garraumes zu erhalten, betrachten wir zunächst die Resonanzwellenlängen eines quaderförmigen Hohlraumresonators, den wir als Garraum auffassen. Die Wellenlängen betragen

$$\lambda_H = \frac{2}{\sqrt{\left(\frac{m}{a}\right)^2 + \left(\frac{n}{b}\right)^2 + \left(\frac{p}{d}\right)^2}},$$

wobei  $a, b, d$  die Kantenlängen des Resonators (Innenmaße des Garraumes) und  $m, n, p = 0, 1, 2 \dots$  ganze Zahlen sind.

Durch die spezielle Wahl der Kantenlängen des Resonators kann man erreichen, daß der Hohlraumresonator eine große Zahl von Wellentypen hat, deren Frequenzen im Magnetron-Frequenz-Bereich, d. h. zwischen 2425 und 2475 MHz liegen.

Bei den Maßen 500 mm x 400 mm x 400 mm können z. B. 14 verschiedene Wellentypen angeregt werden; haben diese Maße Toleranzen von  $\pm 5$  mm, so



Bild 26 b. Mikrowellenherd der Firma Philips

sind nur acht Wellentypen zu erwarten. Günstiger sind z. B. die Maße 485 x 385 x 400 mm, hierbei treten 21 verschiedene Wellentypen auf. Wird eine Toleranz von  $\pm 5$  mm zugelassen, so können 18 verschiedene Schwingungstypen im Resonator auftreten.

Beim Betrieb des Herdes ohne Last, d. h. ohne zu erwärmende Substanz, würden bei ideal leitenden Wänden hohe Reflexionen entstehen, die unter Umständen das Magnetron gefährden können. Zum Aufbau einer leerlauf-festen Anlage ist es nützlich, wenn eine Garraumwand aus einem verlust-behafteten Material gefertigt ist, das einen Teil der Leistung aufnimmt, so daß die Reflexionen beim Betrieb der unbeschickten Anlage auf ein zulässiges Maß herabsinken. Beim Betrieb tritt dann eine geringe Erwärmung der

Garraumwände ein. Als Material für die Wände hat sich rostfreier Stahl (z. B. V 2 A) bewährt. Es ist ferner denkbar, den Resonator aus einem verlustfreien Kunststoff aufzubauen. Die metallischen Flächen können aus sehr gut leitendem Material, beispielsweise einer außen aufgetragenen dünnen Silberfolie, bestehen. Bei diesem Aufbau muß aber berücksichtigt werden, daß die Anlage wegen der sehr geringen Eigenverluste des Resonators nicht leerlauffest ist.

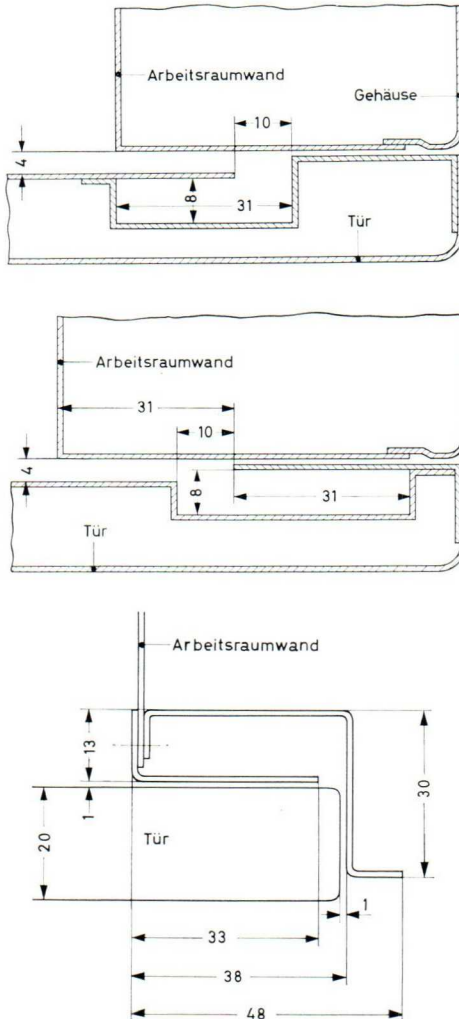


Bild 27. Hochfrequenzabdichtung von Garraumbtüren (kontaktfrei)



### 3.2.1. Garraumtür

Der Türverschluß des Mikrowellenherdes muß mit einem Sicherheitsschalter ausgerüstet sein, damit vor dem Öffnen der Tür das Magnetron ausgeschaltet wird. Um die Türritzen hochfrequenzmäßig abzudichten, kann ein Kontaktverschluß oder ein kontaktfreier Verschluß gewählt werden. Bei einem Kontaktverschluß muß auf eine einwandfreie, lückenlose Verbindung zwischen Tür und Garraum geachtet werden. Ritze und Spalten, die beispielsweise durch Verschmutzung entstehen, können zu Überschlägen und Schmorstellen oder auch zu Strahlung führen. Am besten bewährt hat sich ein Kontakt, der aus einer rings um die Tür geführten Schneide besteht, die auf ein mit dem Garraum verbundenes, gummiunterlegtes dünnes Blech drückt. Als kontaktfreier Verschluß empfiehlt sich, eine am Ende kurzgeschlossene  $\lambda/2$ -Leitung einzusetzen, die aus einer  $\lambda/4$ -Tasche und einem  $\lambda/4$ -Leitungsstück zusammengesetzt ist, so daß die Trennung zwischen Tür und Gehäuse in der Mitte (am Stromminimum) liegt. Der am Ende der  $\lambda/2$ -Leitung vorhandene Kurzschluß wird zum Leitungsanfang transformiert und liegt also um  $\lambda/4$  vor der Trennfuge zwischen Tür und Garraum. Bild 27 zeigt einige Ausführungsformen zur HF-Abdichtung von Tür und Gehäuse. Man erkennt, daß der Verschluß kontaktfrei erfolgen kann, eine Beeinträchtigung der Wirkungsweise durch Verschmutzen und Korrosion ist nicht in dem Maße wie bei einem auf metallischem Kontakt beruhenden Verschluß gegeben. Insbesondere kann, um Verschmutzung auszuschließen, die  $\lambda/4$ -Tasche mit einer dielektrischen Schicht abgedeckt bzw. mit einem verlustfreien Dielektrikum ausgefüllt werden. Der  $\lambda/4$ -Wert ist entsprechend zu korrigieren.

### 3.2.2. Einkopplung der HF-Energie

Die einfachsten Möglichkeiten, die HF-Energie in den Garraum einzukoppeln, sind in Bild 28 dargestellt. Das Magnetron wird z. B. über eine kurze Koaxialleitung, an deren Ende sich ein Koppelstift befindet, an eine im Garraum mündende Hohlleitung gekoppelt. Die Anpassung kann in üblicher Weise durch die Wahl der Länge des Koppelstiftes und der Stellung des Kurzschlußschiebers durchgeführt werden.

Die Energieverteilung im Garraum kann dadurch ermittelt werden, daß man eine größere Zahl von wassergefüllten Gefäßen im Garraum anbringt und die Temperaturerhöhung in ihnen beim Betrieb des Mikrowellenherdes mißt oder paraffinbeschichtete Platten bzw. wärmeempfindliche Papiere im Garraum anordnet.

Eine qualitative Übersicht über die Energieverteilung im Garraum kann mit Hilfe eines ca. 1 cm hohen Plattenkuchens gewonnen werden, der die Größe der Garraumgrundfläche hat. An verbrannten und nicht durchgebackenen Stellen kann man Unregelmäßigkeiten der Energieverteilung erkennen.

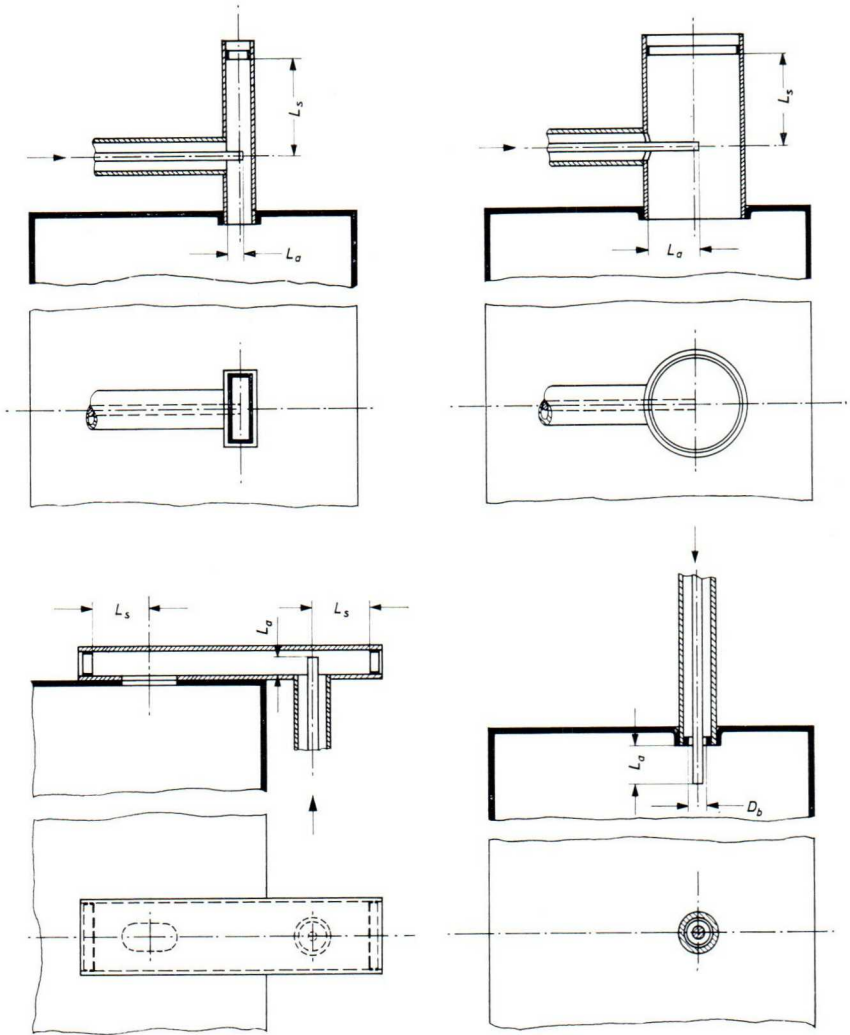


Bild 28. Verschiedene Einkopplungen für Garräume

Der günstigste Punkt, an dem die Mikrowellenenergie in den Garraum eingekoppelt wird, muß experimentell gefunden werden. Bild 29 zeigt einige Beispiele für Mehrfach-Einkopplungen, mit deren Hilfe man eine gleichmäßigere Energieverteilung erreichen kann.

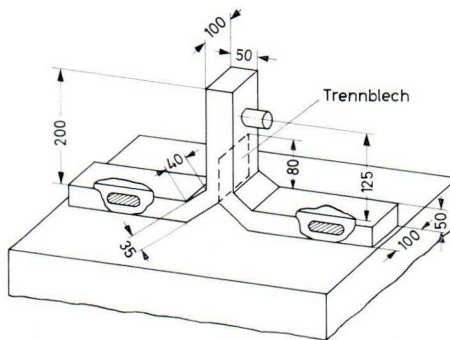
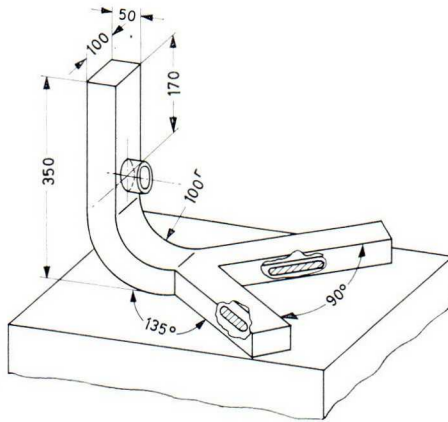
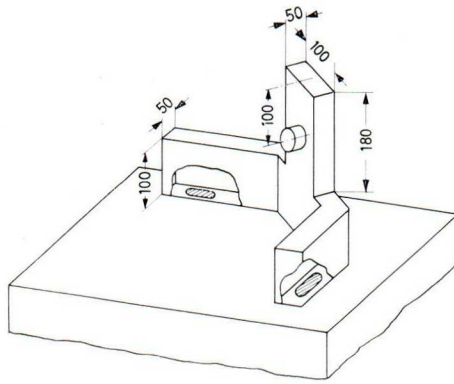


Bild 29. Mehrfacheinkopplungen

### 3.3. Strahleranlagen

#### 3.3.1. Durchlauföfen zur Erwärmung von kompakten Substanzen in Form kleiner Blöcke oder von Gütern größerer Höhe

Durchlauföfen unterscheiden sich äußerlich von den soeben beschriebenen Mikrowellenherden dadurch, daß anstelle der Tür Einlauf- und Auslaufkanäle vorhanden sind, die für Mikrowellen abgedichtet sind.

Die bei solchen Durchlauföfen installierten Leistungen sind im allgemeinen höher als die der Mikrowellenherde, weil mehrere hintereinandergeschaltete

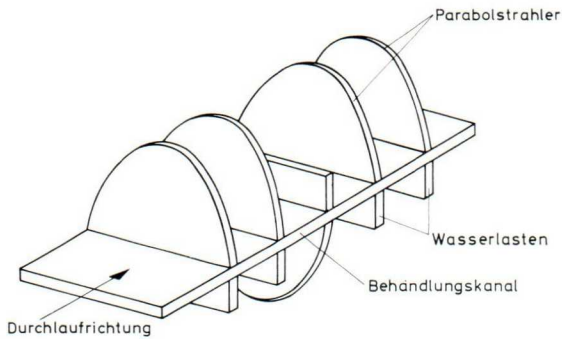


Bild 30. Prinzipaufbau eines Durchlaufofens

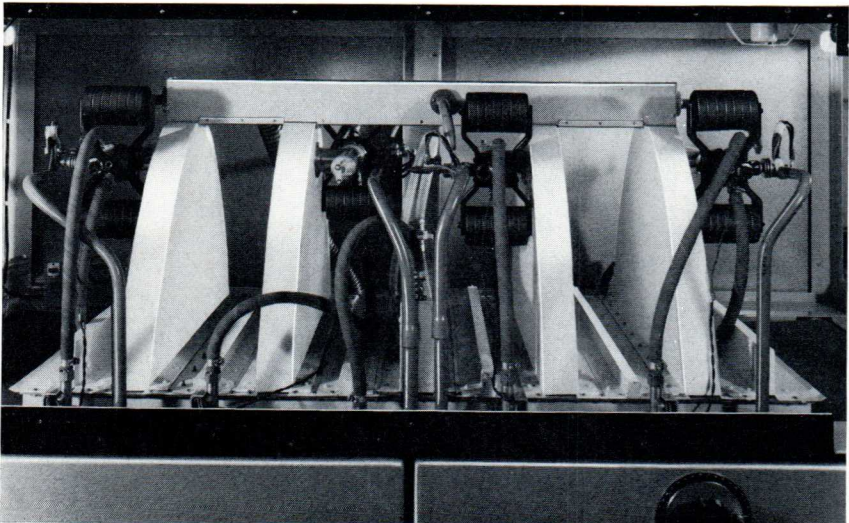


Bild 31. Geöffneter Durchlaufofen (Entwicklungsmuster)

Parabolstrahler verwendet werden. Durchlauföfen eignen sich insbesondere für die Erwärmung fertiger tiefgefrorener Lebensmittelportionen (Menüs).

Eine industrielle Anwendung für Durchlauföfen kann die Behandlung von Gütern größerer Dicke sein, bei der die eingangs beschriebenen Mäanderanlagen wegen der geringen Schlitzhöhe versagen. In Bild 30 ist das Prinzip eines solchen Ofens dargestellt.

Da sowohl der Einlauf- als auch der Auslaufkanal relativ große Abmessungen haben müssen, erwies sich die Hochfrequenz-Abschirmung zunächst als

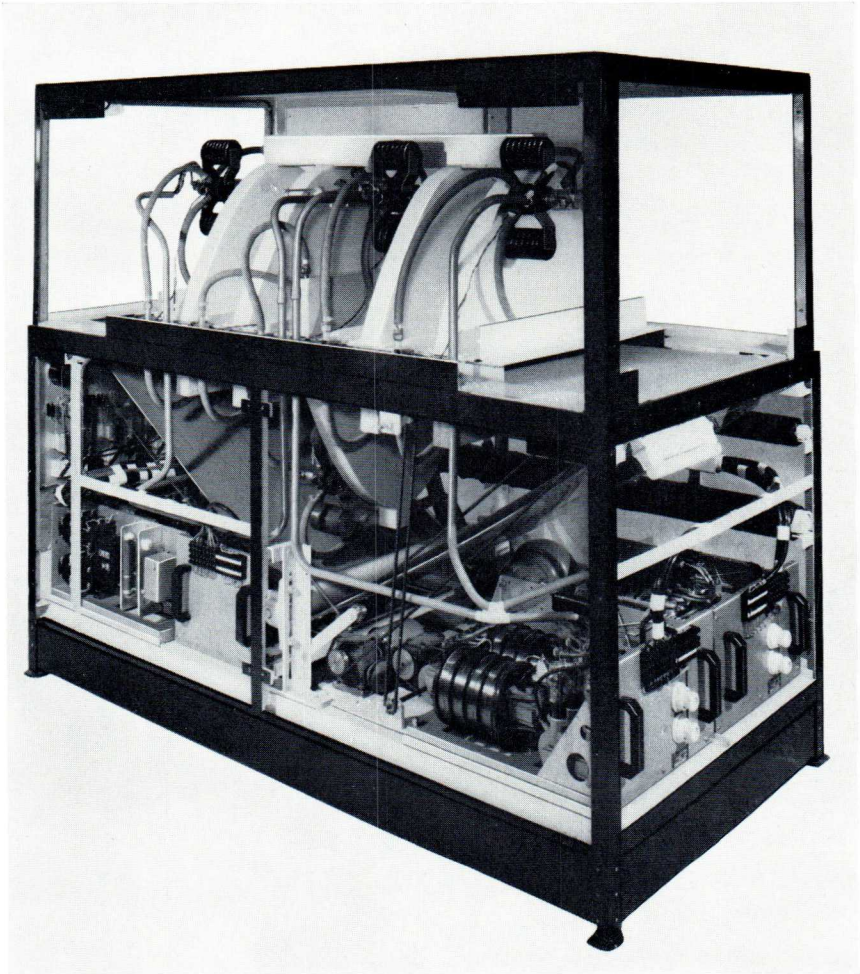


Bild 32. Durchlaufofen mit abgenommener Verkleidung. Der Netzteil befindet sich rechts im unteren Bildteil.

Hauptproblem bei der Entwicklungsarbeit. Es ergibt sich eine wesentliche Vereinfachung, wenn die Richtung des Energietransports an den Enden der Transportkanäle im Ofen senkrecht zur Richtung des Materialtransports verläuft. Aus diesem Grunde wählte man eine Anordnung mit mehreren senkrecht aufgestellten Parabolstrahlern, bei der diese Bedingung erfüllt ist.

Um die Strahlung aus den Transportkanälen herabzusetzen, kann der Ein- und Auslaufkanal als Sperrfilterkanal mit mehreren kurzgeschlossenen Stichleitungen versehen werden.

Eine weitere Möglichkeit besteht darin, den Ein- und Auslaufkanal mit einem stark verlustbehafteten Material auszukleiden. Der Nachteil dieser Methode ist, daß der Wirkungsgrad der Anlage durch die Verluste in den Kanälen herabgesetzt wird. Die Sperrfilterkanäle — die Querschnittsfläche eines Filters beträgt  $20 \times 80 \text{ mm}^2$  (Innenmaße beim Entwicklungsmuster eines Durchlaufofens) — sind derart ausgelegt, daß die außerhalb des Mikrowellenofens noch auftretende Streustrahlung schwächer als der maximal zulässige Wert von  $10 \text{ mW/cm}^2$  ist. Wie bei den übrigen Mikrowellenanlagen sind auch bei dieser Anlage Wasserlasten angebracht, die die überschüssige Hochfrequenzleistung aufnehmen und den Ofen leerlauffest machen.

Bei einseitiger Bestrahlung wirkt sich die begrenzte Eindringtiefe des Mikrowellenfeldes im Material stark aus. Um eine möglichst gleichmäßige Erwärmung

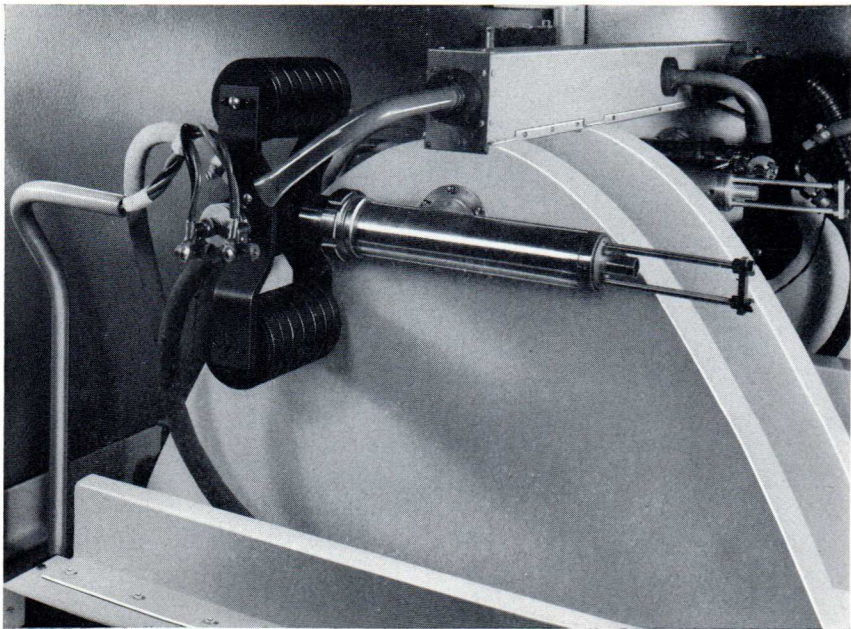


Bild 33. Reflektorparabol mit Magnetron und Einkopplung. Das Rechteckrohr, das die Scheitel der Parabole verbindet, dient zur Belüftung der Anlage.

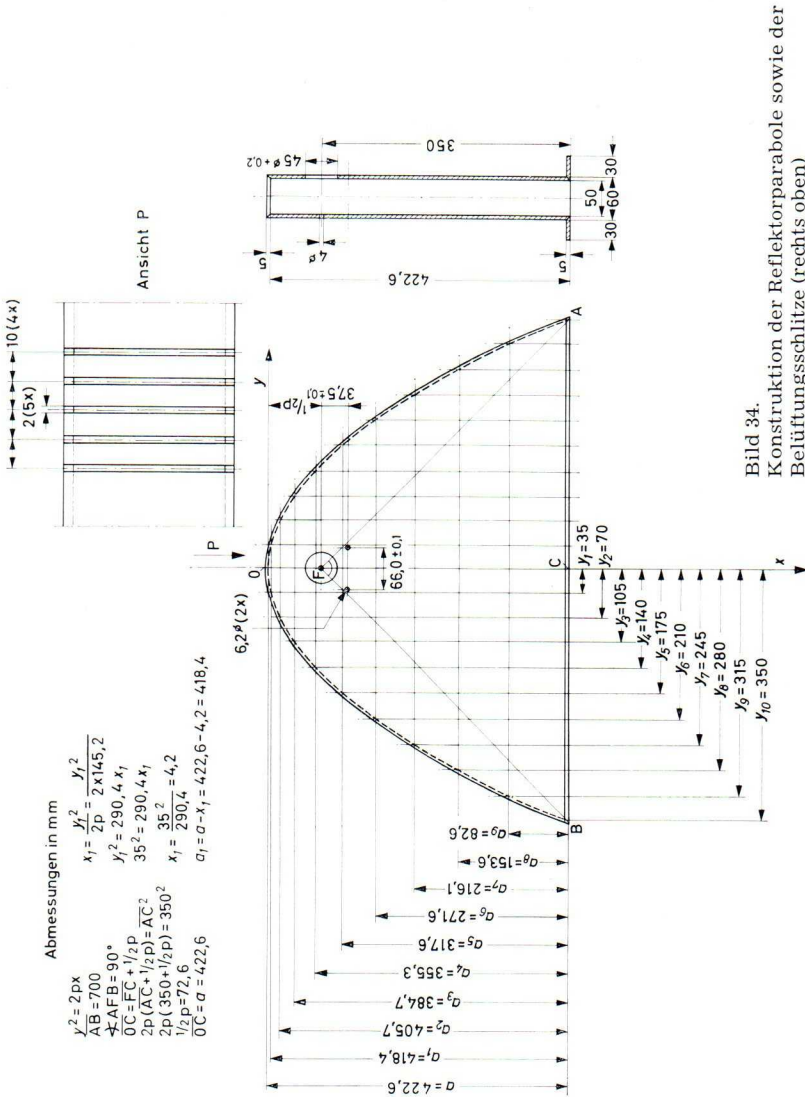


Bild 34. Konstruktion der Reflektorparabole sowie der Belüftungsschlitze (rechts oben)

mung des Gutes zu erreichen, ist es nützlich, wie auch in Bild 30 angedeutet ist, einen oder mehrere Strahler unterhalb des Transportbandes anzubringen. Die relativ großen Abstände zwischen aufeinanderfolgenden Parabolstrahlern bewirken, daß Temperaturdifferenzen innerhalb des erwärmten Materials ausgeglichen werden, ferner erleichtern sie die Entkopplung der von verschiedenen Magnetrons gespeisten Parabolstrahler. Zwischen den Strah-

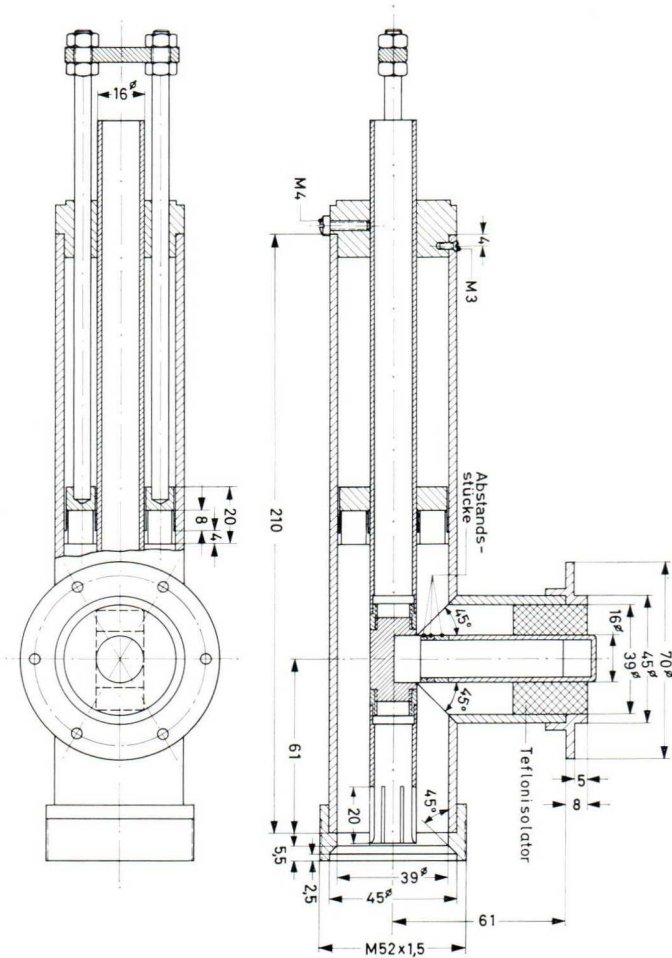


Bild 35. Konstruktion des Versuchsaufbaues der Einkopplung. In einer verbesserten Ausführung: Wirksame Länge der Kurzschlußfedern  $\lambda/4$



lern können bequem zusätzliche Sperrfilter zur gegenseitigen Entkopplung angebracht werden. In Bild 31 und 32 ist ein geöffneter Durchlaufofen dargestellt, der mit wassergekühlten Magnetrons ausgerüstet ist. Das Entwicklungsmuster des Einkopplungsstücks ist einstellbar (Bild 33) mit einer kurzgeschlossenen Koaxialleitung ausgeführt. Der Mittelleiter ragt in den Parabolkörper hinein und dient als Koppelstift. Wie in den früher beschriebenen Mikrowellenanlagen bilden die Länge des Antennenstiftes und die Stellung des Kurzschlußschiebers die Anpassungsparameter.

Die Konstruktion der Parabolstrahler entnimmt man Bild 34, das Einkopplungsstück ist in Bild 35 gesondert dargestellt. Da der Antennenstift nach allen Seiten strahlt, ergibt sich infolge Überlagerung der am Parabolkörper reflektierten und der direkt nach vorn gestrahlten Energie eine ungleichmäßige Feldstärkeverteilung vor der Strahleröffnung. Experimentell wurde ermittelt,

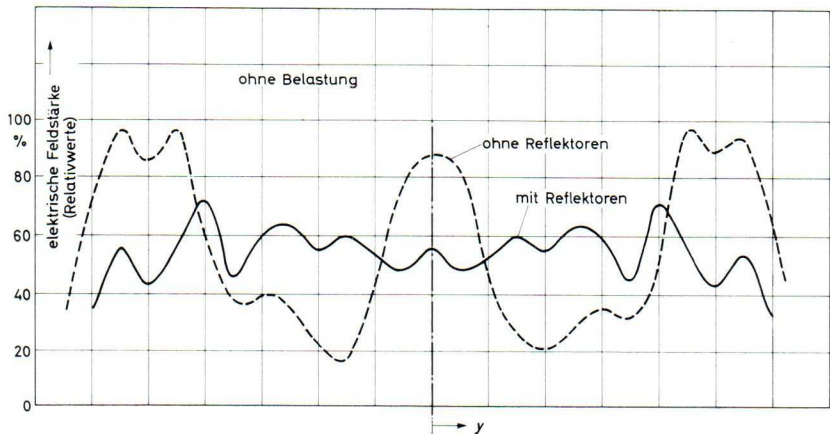


Bild 36. Feldstärkeverlauf vor der Parabolöffnung. Gestrichelte Kurve: ohne Reflektoren. Durchgezogene Kurve: mit Reflektoren.

daß sich nach Anbringen zweier Reflektorstäbe (Durchmesser 16 mm) im Abstand von 66 mm eine optimale Feldstärkeverteilung ergibt (Bild 36). Um die Anlage ausreichend belüften zu können, können zwei Wege beschritten werden. Zunächst kann man dies mit Hilfe von schmalen Ventilationsschlitzen, die im Scheitel jedes Parabolstrahlers eingeschnitten und über einen gemeinsamen Luftkanal verbunden sind, erreichen. Durch die Schlitze kann Luft einblasen werden. Die zweite Möglichkeit ist bereits bei den übrigen Mikrowellenanlagen erwähnt worden; die Strahleröffnungen können mit dielektrischer verlustfreier Folie abgedeckt werden, und Luft kann in Richtung der Transportkanäle einblasen bzw. abgesaugt werden.

### 3.3.2. Abgewandelter Durchlaufofen

Will man einen Durchlaufofen mit kürzerer Durchlaufzeit aufbauen, so besteht zunächst die Möglichkeit, anstelle der fünf Strahler mit je 2 kW zwei Strahler mit je 5 kW Hochfrequenzleistung zu verwenden. Ferner kann man den Abstand der Strahler voneinander auf ein Minimum beschränken und schließlich die Länge des Ein- und Auslaufkanals möglichst klein wählen. Der Strahlerabstand hat eine untere Grenze, die durch Entkopplungsmaßnahmen und im wesentlichen durch die Zeit gegeben ist, die nötig ist, um die Temperaturdifferenzen innerhalb der erwärmten Substanz auszugleichen. Die kleinste Länge des Ein- und Auslaufkanals ist dadurch begrenzt, daß die Streustrahlung unter dem Grenzwert von  $10 \text{ mW/cm}^2$  liegen muß. Zur weiteren Verkürzung der Ein- und Auslaufkanäle können diese mit Klapptürschleusen ausgerüstet werden, die während des Erwärmungsvorgangs geschlossen sind.

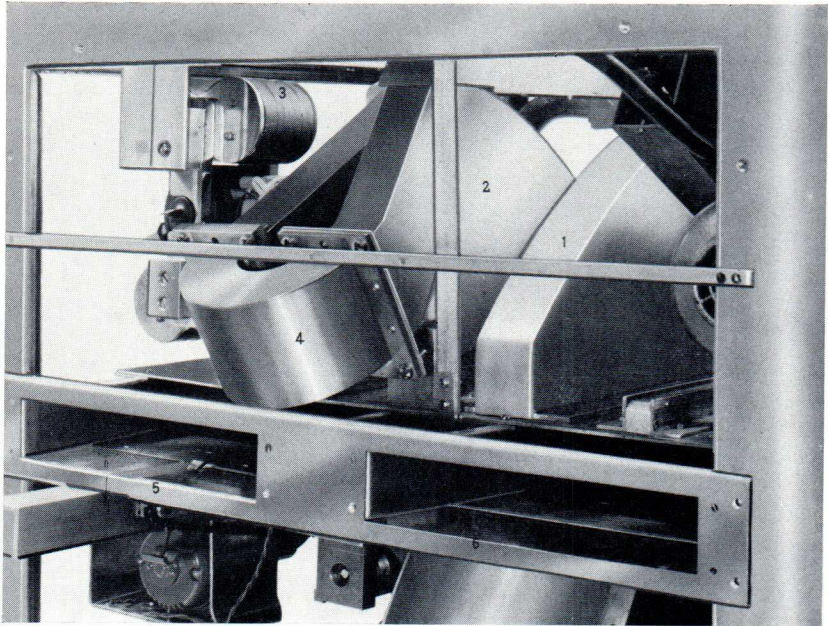


Bild 37. Durchlaufofen bei abgenommener Verkleidung

- 1 Halbparabol, das die überschüssige Mikrowellenenergie abführt, der zugehörige Strahler ist darunter angebracht.
- 2 Halbparabolstrahler, der von einem 5 kW-Magnetron gespeist wird.
- 3 Magnetron
- 4 Hohlleiter
- 5 Einlaßöffnung
- 6 Auslaßöffnung

Bild 37 zeigt einen geöffneten Durchlaufofen. Es handelt sich um ein Entwicklungsmuster, bei dem Halbparabolstrahler verwendet werden, die durch Hohlleiter gespeist sind. In Bild 38 und 39 ist das Prinzip dargestellt, nach dem die Strahler aufgebaut und angeordnet sind. Der Vorteil dieser Konstruktion besteht darin, daß sich der Brennpunkt neben dem Transportkanal befindet, so daß der Strahler bequem von einem Hohlleiter gespeist werden kann.

Der obere Parabolkörper dient als Strahler, der untere nimmt die überschüssige Hochfrequenzenergie z. B. bei unbeschickter Anlage auf und führt sie über den Hohlleiter zur Wasserlast ab.

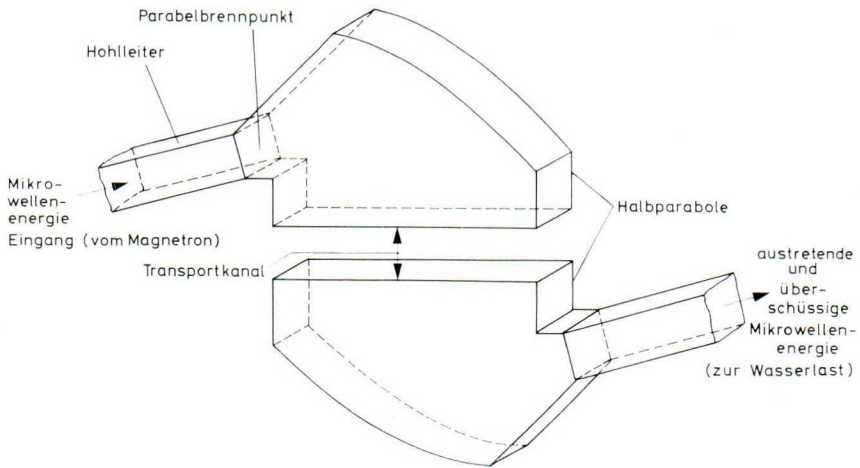


Bild 38. Aufbau der Halbparabole. Zwischen den Öffnungen wird das zu erwärmende Gut hindurchgeführt.

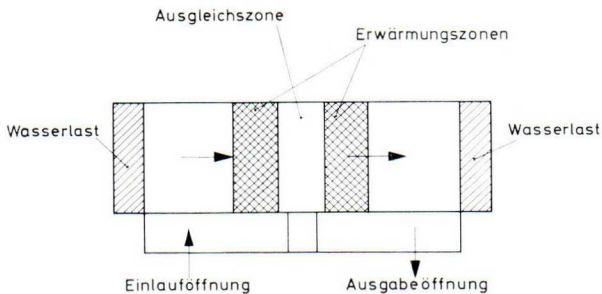


Bild 39. Schematische Anordnung der Erwärmungszonen und Ein- und Auslaufkanäle

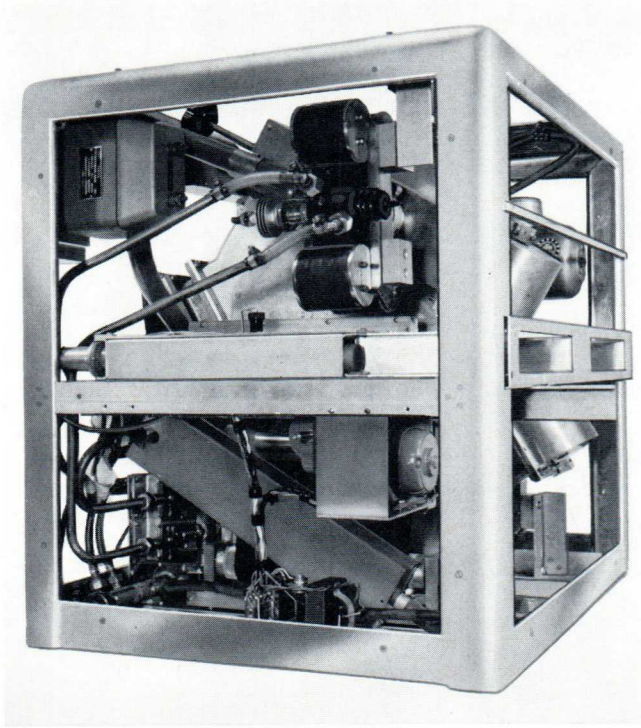


Bild 40. Seitenansicht des Durchlaufofens

Der Durchlaufofen ist so aufgebaut, daß der Ein- und der Auslaufkanal sich an derselben Seite befinden und senkrecht zur Durchlaufrichtung durch die Erwärmungszonen angebracht sind. Hierdurch wird die Baulänge verringert und eine bequeme Bedienung des Ofens ermöglicht. Die Bilder 40 und 41 zeigen die Seitenansichten des Durchlaufofens bei abgenommener Verkleidung.

### 3.3.3. $\lambda/4$ Antireflexschicht für Mikrowellenanlagen

Bei Strahleranwendungen und in Garräumen wird ein Teil der angebotenen Mikrowellenenergie von der Oberfläche des erwärmten Materials reflektiert.

In der Optik wird seit langem die Vergütung von Objektiven und Linsen angewandt, um diese reflexionsfrei zu machen. Die Glasoberflächen werden mit  $\lambda/4$ -starken aufgedämpften Transformationsschichten versehen. Es liegt nahe, ein ähnliches Verfahren auch in der Mikrowellentechnik zu verwenden. Bei-

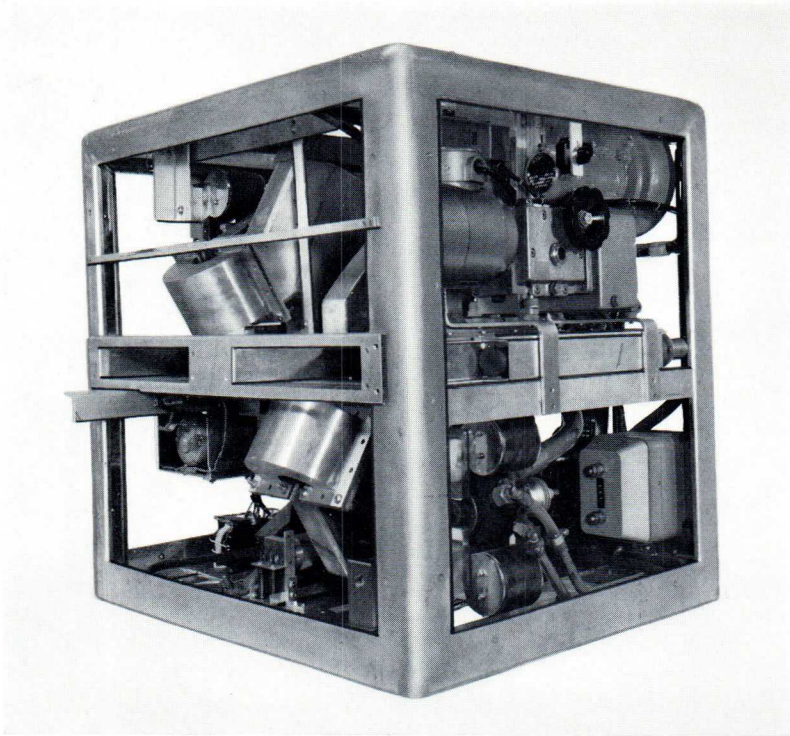


Bild 41. Seitenansicht des Durchlaufofens

spielsweise könnte bei einem Mikrowellenherd das Gefäß, in dem sich das zu erwärmende Gut befindet, aus dielektrischem verlustfreien Material und geeigneter Stärke ( $\lambda/4$ ) gefertigt sein und als Transformationsschicht dienen. Bei Strahleranwendungen wäre entsprechend eine Transformationsplatte unmittelbar über die zu erwärmende Substanz zu legen, um das Gut an den Wellenwiderstand des freien Raumes anzupassen und somit Reflexionen zu beseitigen.

Eine unmittelbare Anwendung dieses Verfahrens für Mikrowellenherde und Strahleranlagen ist noch nicht ausreichend erprobt. Es wurden jedoch umfangreiche Versuche in Fernfeldern stark bündelnder Strahler durchgeführt. Eine in Wasser gelöste Leim-Kleister-Mischung als Versuchsabsorber (Breite 150 mm, Höhe 200 mm, Dicke 20 mm) zeigte ohne vorgeschaltete Schicht praktisch keine Energieabsorption. Bei zwischengeschalteter Antireflexschicht (Mikalex, Dicke 11 mm,  $\epsilon_r = 7,2$  für 10 GHz) trat eine erhebliche Energieabsorption im Gut auf.

Zur Bestimmung der Materialeigenschaften der Antireflexschicht geht man davon aus, daß der Wellenwiderstand des freien Raumes  $Z_1$  (Brechungsindex  $n_1$ ) an den des Absorbers  $Z_2$  (Brechungsindex  $n_2$ ) über eine  $\lambda/4$ -Transformation angepaßt werden soll. Für den Wellenwiderstand der Antireflexschicht  $Z_3$  erhält man

$$Z_3 = \sqrt{Z_1 Z_2}$$

Da  $n = \sqrt{\epsilon_r}$  und ferner  $\frac{n_A}{n_B} = \frac{Z_A}{Z_B}$

bei benachbarten Medien  $A$  und  $B$  ist, folgt

$$\epsilon_{r3} = \sqrt{\epsilon_{r1} \epsilon_{r2}}$$

Für die Schichtdicke  $d$  erhält man

$$d = \frac{\lambda_0}{4} \cdot \frac{1}{\sqrt{\epsilon_{r3}}}$$

#### 4. Dauerstrichmagnetrons

Das Prinzip des Magnetrons wurde einige Jahre früher (1926) als das anderer zur Erzeugung von Mikrowellen geeigneter Bauelemente entdeckt, wozu z. B. das Klystron und die Wanderfeldröhre (1940) gehören. Das Dauerstrichmagnetron fand erst in den letzten Jahren Eingang in den Bereich industrieller Anwendungen; d. h. viel später als das in der Radartechnik (Flugwesen und Schifffahrt) gebräuchliche Impulsmagnetron, obschon die Anforderungen bezüglich Frequenzstabilität bei Dauerstrichmagnetrons vergleichsweise geringer sind und die Handhabung beim Einbau und Auswechseln einfacher ist. Bei Mikrowellenanlagen, wie sie im vorigen Abschnitt beschrieben wurden, genügt ein einmaliger Abgleich, der auch beim Auswechseln eines Magnetrons nicht neu vorgenommen werden muß.

Das Dauerstrichmagnetron stellt einen vollständigen Mikrowellengenerator dar, bei dem lediglich ein Netzteil, der die Anodenspannung und die Heizspannung liefert, sowie ein Kühlsystem (Wasser- oder Wassenumlauf- oder Druckluftkühlung) benötigt werden.

##### 4.1. Aufbau und Wirkungsweise von Magnetrons

Impulsmagnetrons und Dauerstrichmagnetrons unterscheiden sich in Aufbau und Funktion prinzipiell nicht voneinander, so daß die folgenden Darlegungen für beide Magnetronarten gelten. Unterschiede ergeben sich erst bei der Dimensionierung eines bestimmten Magnetrontyps.

In Bild 42 ist ein geöffnetes Dauerstrichmagnetron wiedergegeben. Man erkennt folgende Einzelheiten:

- Resonatorsystem,
- Auskopplung,
- Wechselwirkungsraum,
- Katode.

Im Prinzip handelt es sich um eine zylindrische Diode mit gekreuzten elektrischen und magnetischen Feldern im Entladungsraum. Die Anode umgibt als ringförmig geschlossene Verzögerungsleitung (Resonatorsystem) die Katode. Im Betrieb werden die Resonatoren durch die Elektronenströmung zu Schwingungen angeregt; es bildet sich ein rotierendes Hochfrequenzfeld aus, unter dessen Einfluß sich die richtigphasigen Elektronen zu speichenförmigen Gruppen ordnen, in denen sie sich auf zyklidenförmigen Bahnen zur Anode

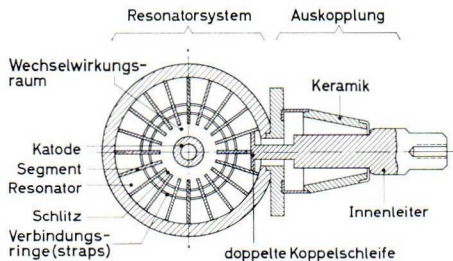


Bild 42. Aufbau eines Dauerstrich-Magnetrons

bewegen. Die „falschphasigen“ Elektronen kehren zur Katode zurück und erwärmen sie beim Aufprall zusätzlich. Die Speichen rotieren im Betrieb und passieren die Schlitze des Resonatorsystems. Die Elektronen werden dabei abgebremst und geben einen erheblichen Teil ihrer Energie an das umlaufende Hochfrequenzfeld ab. Sie erreichen die Anode deshalb nur mit geringer Geschwindigkeit und erzeugen beim Aufprall verhältnismäßig wenig Verlustwärme. Hierauf beruht der hohe Wirkungsgrad von Magnetrons.

#### 4.2. Das Resonatorsystem

Das Resonatorsystem besteht aus einer Anzahl von Resonanzräumen (i. a. zwischen 4 und 38), die durch „Segmente“ voneinander getrennt sind. Die Resonanzräume können näherungsweise als Schwingkreise aufgefaßt werden, deren Kreiskapazität durch die nach innen gerichteten Schlitze gebildet werden, während die jeweils anschließende, stromdurchflossene Wandung die Schwingkreisinduktivität darstellt. Durch die Endräume zu beiden Seiten des Anodenblocks, durch die aus den Schlitzen heraustretenden Felder und durch

die Elektronenströmung sind die Resonanzräume miteinander gekoppelt. Da die Resonatoren eine ringförmig geschlossene Verzögerungsleitung bilden (Bild 43), muß die Summe der Übertragungswinkel  $\psi$  der einzelnen, als Vierpole betrachteten Resonanzräume

$$N\psi = 2\pi m$$

sein. Hierin ist  $N$  die Zahl der Resonatoren und  $m$  eine ganze Zahl. Für den einzelnen Resonator-Vierpol gilt dann

$$\psi = 2\pi \frac{m}{N}$$

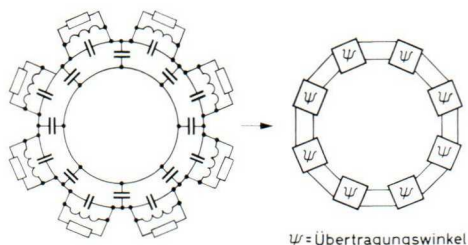


Bild 43. Vereinfachte Ersatzschaltung für das Resonatorsystem

In der Regel bevorzugt man beim Betrieb von Magnetrons den sogenannten  $\pi$ -Modus, einen Schwingungszustand, bei dem jeder Resonator-Vierpol eine Phasendrehung um den Winkel  $\pi$  bewirkt. In diesem Fall ist  $m = N/2$  und  $N$  daher eine gerade Zahl; für die Winkelgeschwindigkeit  $\omega_m$  der umlaufenden Grundwelle mit der Kreisfrequenz  $\omega_0$  erhält man

$$\omega_m = \frac{\omega_0}{m} = 2 \frac{\omega_0}{N} \quad (N \text{ gerade}).$$

Zur Erzwingung des gewünschten Schwingungszustandes wendet man besondere Maßnahmen an, wie etwa nach Bild 44 die leitende Verbindung von Segmenten gleicher Phase durch Ringe (straps). Im Falle des  $\pi$ -Modus sind jeweils die geradzahigen und die ungeradzahigen Segmente auf beiden Seiten des Anodenblocks miteinander verbunden. Die Kapazität zwischen den konzentrischen Ringpaaren belastet die Resonatoren zusätzlich kapazitiv, so

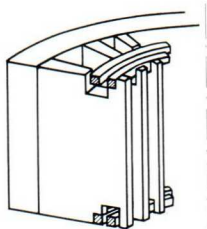


Bild 44.

Verbindung der Segmente zur Erzwingung eines festen Schwingungszustandes



daß die Resonanzfrequenz erniedrigt wird. Bei jedem anderen als dem erwünschten Schwingungszustand würden über die Ringe Ausgleichsströme fließen, die eine zusätzliche Bedämpfung zur Folge hätten und dadurch das Zustandekommen solcher Schwingungszustände erschweren würden.

Bei Magnetrons für höchste Frequenzen (im Gebiet der Millimeterwellen) verwendet man häufig Resonatorsysteme, bei denen nach Bild 45 jeweils Resonatoren verschiedener Abmessung abwechseln. Die Resonator-Vierpole haben bei dieser Ausführung unterschiedliche Übertragungswinkel, wodurch bei passender Bemessung ebenfalls ein bestimmter Schwingungszustand erzwingen werden kann.

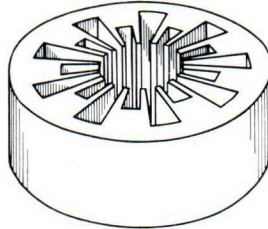


Bild 45. Resonatorsystem eines Impulsmagnetrons (rising sun)

### 4.3. Die Auskopplung der Hochfrequenzenergie

Der Energietransport vom Resonatorsystem zur Anschlußleitung erfolgt häufig über ein Koppelschleifensystem. Für die Bemessung einer solchen, im wesentlichen induktiven Koppelanordnung gelten folgende Gesichtspunkte:

Einerseits muß man eine feste Kopplung und ein hohes Übersetzungsverhältnis wählen, damit der Gesamtwirkungsgrad möglichst hoch wird; andererseits darf die Bedämpfung des Resonatorsystems auch bei Berücksichtigung der zulässigen Lastschwankungen (ausgedrückt durch den Welligkeitsfaktor) einen bestimmten Wert nicht überschreiten, da sonst die Schwingungen abreißen.

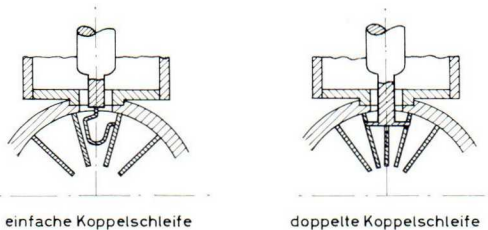


Bild 46. Beispiele für die Auskopplung der HF-Energie bei einem Magnetron

Bild 46 zeigt als Beispiel für die induktive Auskopplung der Hochfrequenzenergie eine einfache und eine doppelte Koppelschleife. Die praktische Ausführung der Auskopplung ist technologisch und konstruktiv nicht ganz einfach, da über die Koppelschleife in den Innenleiter der Anschlußleitung hohe HF-Ströme fließen. Die Stromwärmeverluste und die Verluste in der Durchführung können vor allem bei starken Reflexionen hohe Werte erreichen. Bei Hochleistungs-Magnetrons findet man daher doppelte Koppelschleifen und robuste Keramik-Durchführungen.

#### 4.4. Der Wechselwirkungsraum zwischen Anode und Katode

Die Vorgänge im Raum zwischen Katode und Anode, in dem die Elektronen in Wechselwirkung mit dem umlaufenden Hochfrequenzfeld des Resonatorsystems treten, lassen sich einigermaßen übersehen, wenn man von folgenden vereinfachten Vorstellungen ausgeht:

Die Elektronen mögen die Katode mit vernachlässigbarer Anfangsgeschwindigkeit verlassen und sich unter dem Einfluß der magnetischen und elektrischen Gleich- und Wechselfelder auf ebenen, zyklidenförmigen Bahnen bewegen. In Katodennähe möge der Einfluß der Gleichfelder überwiegen. Sobald die tangentialen Geschwindigkeitskomponente unter ihrem Einfluß einen Wert erreicht, bei dem die Umlaufgeschwindigkeit der Elektronen mit der Phasengeschwindigkeit des umlaufenden Hochfrequenzfeldes annähernd übereinstimmt, tritt unter dem Einfluß des Wechselfeldes Synchronismus zwischen Elektronenströmung und umlaufendem Feld ein. Da die Phasengeschwindigkeit des Feldes durch Form und Abmessung der Verzögerungsleitung gegeben ist, bleibt die Winkelgeschwindigkeit der Elektronen vom Eintritt des Synchronismus bis zum Erreichen der Anode im Mittel konstant. Wegen der gleichbleibenden Winkelgeschwindigkeit ist die kinetische Energie der Elektronen kleiner, als es bei fehlendem Wechselfeld der Fall wäre. Die Energie, die den Elektronen zugeführt wird (ihre potentielle Energie), hängt im wesentlichen von der Anodengleichspannung ab und liegt deshalb bei gegebener Anodenspannung fest. Bei fehlendem Wechselfeld würde diese Energie beim Aufprall der Elektronen auf die Anode in Wärmeenergie umgesetzt werden; bei vorhandenem Wechselfeld wird sie dagegen zum Teil in Hochfrequenzenergie umgewandelt. Je größer der von den Elektronen an das Wechselfeld abgegebene Energieanteil ist, um so höher ist der elektronische Wirkungsgrad des Magnetrons.

Vor den Schlitzen überwiegt die tangentialen Komponente des Wechselfeldes, vor den Segmenten die radiale Komponente (Bild 47). Die Richtung der Feldlinien wechselt beim  $\pi$ -Modus von Schlitz zu Schlitz (bzw. von Segment zu Segment). Diejenigen Elektronen, die beim Passieren der Schlitze gegen das tangential gerichtete Feld anlaufen, werden gebremst (d. h. sie geben Energie an das Hochfrequenzfeld ab) und gleichzeitig zur Anode hin abgelenkt. Diese

Elektronen nennt man „richtigphasig“, weil sie die Hochfrequenzschwingung anfachen. „Falschphasig“ heißen diejenigen Elektronen, die durch die Tangentialkomponente beschleunigt und durch das Magnetfeld zur Katode hin gelenkt werden. Ihre „Ausortierung“ erfolgt zum großen Teil schon in Katodennähe. Beim Aufprall erwärmen sie die Katode zusätzlich.

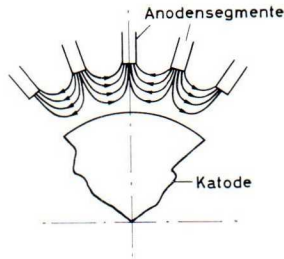


Bild 47. Elektrisches Feld in einem Magnetron ( $\pi$ -Modus)

Die Elektronen werden durch das Zusammenwirken zwischen der Radialkomponente des HF-Feldes und dem Magnetfeld vor den Segmenten in Umfangsrichtung, je nach der Richtung des elektrischen Feldes, beschleunigt oder verzögert, so daß sich im Betrieb speichenförmige Elektronenanhäufungen ausbilden, die mit der erwähnten konstanten Winkelgeschwindigkeit rotieren (Bild 48). (Im Anhang befindet sich die Berechnung eines einfachen Modells.)

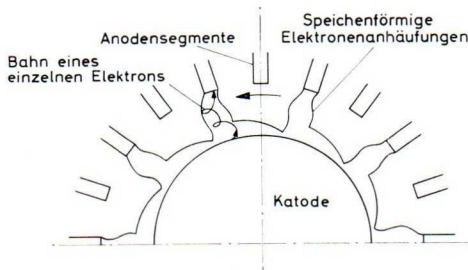


Bild 48. Elektronenströmung im Magnetron

#### 4.5. Die Katode

Die Katode eines Magnetrons ist im Betrieb dem Aufprall der falschphasigen Elektronen ausgesetzt. Dadurch wird die Katode sowohl mechanisch als auch thermisch besonders beansprucht; die Stromdichte an der Katodenoberfläche ist dagegen in Dauerstrichmagnetrons verhältnismäßig gering. Auch bei annähernd konstanter Eingangsleistung kann sich die Rückheizung der Katode

bei wechselnder Größe und Phasenlage des Reflexionsfaktors stark ändern; die Katode muß deshalb starken Belastungen standhalten. Die zusätzliche Erwärmung läßt sich zum Teil dadurch ausgleichen, daß man die Heizspannung bei wachsendem Anodengleichstrom herabsetzt. Die Magnetrons sind mit verschiedenen Katodentypen ausgerüstet, die wegen ihrer hohen Belastbarkeit auch bei anderen Hochleistungsröhren eingesetzt werden.

#### 4.5.1. Die Vorratskatode

Als Katodentyp, der den genannten Beanspruchungen gewachsen ist, kommt für Dauerstrichmagnetrons die Vorratskatode in Betracht. Ein Typ von Vorratskatoden besteht aus porösem Wolframmaterial, das mit einer Emissionsmasse getränkt wird. Sie sind recht unempfindlich gegen die Beanspruchungen in Magnetrons und besitzen eine verhältnismäßig hohe Lebensdauer, da jeweils nur ein sehr kleiner Teil der Emissionssubstanz als dünne Schicht sich an der Katodenoberfläche befindet, der Vorrat aber vor der unmittelbaren schädlichen Einwirkung von Gasen und Ionen geschützt ist. Die Oberflächenschicht wird relativ rasch ausgetauscht. Zu beiden Seiten der Katode befinden sich Abschirmkappen, die ein Herauslaufen der Elektronen aus dem Wechselwirkungsraum zwischen Anode und Katode verhindern sollen.

#### 4.5.2. Die Nickelmatrixkatode

Die in den Dauerstrichmagnetrons verwandten Nickelmatrixkatoden haben folgenden Herstellungsgang. Auf einen Nickelzylinder wird pulverförmiges Nickeloxid gebracht und festgesintert. Es bildet sich eine netzförmige Schicht (die Matrix), die fest auf dem Nickelzylinder sitzt. Die Emissionsmasse, Ba-, Sr-Karbonate mit einem Aktivatormaterial, wird in die Poren der Matrix gefüllt.

Eine derartig gefertigte Katodenschicht hat eine erheblich höhere Festigkeit als eine einfache Oxydkatode; ferner nehmen die elektrische Leitfähigkeit sowie Wärmeleitfähigkeit zu.

#### 4.5.3. Die Maschenkatode

Bei Vorratskatoden ist eine relativ lange Anheizzeit nötig, bevor die Röhre betriebsbereit ist, d. h. die Anodenspannung eingeschaltet werden darf. Bei der Maschenkatode ist die Anheizzeit erheblich kürzer. Eine Maschenkatode (Bild 49) besteht aus mehreren Systemen gegenläufig zylindrisch gewendelter Wolframdrähte, die unten und oben auf zylindrischen Metallkappen enden und einen netzförmigen Zylinder bilden. In den Kreuzungspunkten sind die Wolframdrähte miteinander verschweißt. Bei den an der Katode herrschen-

den großen Feldstärken ist ein Oxydbelag auf den Katodendrähten mechanisch nicht stabil genug. Um der Katode eine ausreichende Emissionsfähigkeit zu geben, wird sie mit einer Kohlenstoffverbindung behandelt.

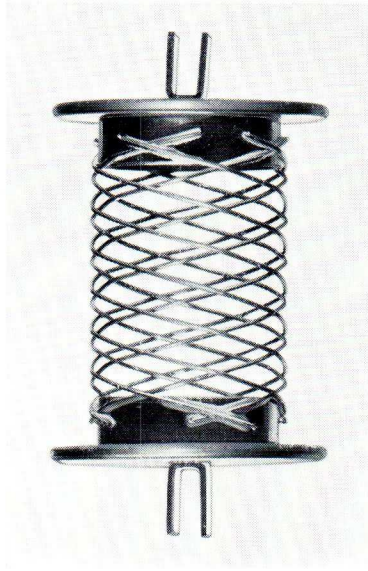


Bild 49. Maschenkatode

#### 4.6. Das Magnetsystem

Zur Erzeugung des Magnetfeldes kann entweder ein Elektromagnet oder ein Dauermagnet verwendet werden. Der Elektromagnet stellt einen zusätzlichen Leistungsverbraucher dar; zu seiner Speisung ist ein Netzteil mit Gleichrichter und Siebgliedern erforderlich. Diesen Nachteilen steht als Vorteil gegenüber, daß ein aus dem Netz gespeister Elektromagnet zur Leistungsstabilisierung herangezogen werden kann. Bei steigender Netzspannung wachsen Anodenspannung und Luftspaltinduktion, so daß die Leistung bei Netzspannungsschwankungen annähernd konstant bleibt. Die Schwierigkeiten liegen in der zweckmäßigen Dimensionierung der Schaltung sowie in der Kompensation störender Temperaturabhängigkeiten. Bei Dauermagneten hat man die Wahl zwischen Stahllegierungsmagneten und keramischen Dauermagneten. Keramische Magnete haben gegenüber Stahllegierungsmagneten den Nachteil einer stärkeren Temperaturabhängigkeit, dafür aber den Vorteil, daß sie wegen ihrer hohen Koerzitivkraft und wegen des weiten, geradlinigen Bereiches ihrer Magnetisierungskurve unempfindlich gegen entmagnetisierende Felder sind.

Werden Stahllegierungsmagnete bis zur maximal erreichbaren Luftspaltinduktion aufmagnetisiert, so genügen bereits geringe Änderungen des magnetischen Widerstandes, z. B. durch Annäherung von ferromagnetischen Teilen, um die Luftspaltinduktion nicht unwesentlich herabzusetzen. Bei Magnetrons, zu denen der Magnet als fester Bestandteil gehört, ist dies von Bedeutung, denn man legt den magnetischen Kreis hier so aus, daß die erforderliche Luftspaltinduktion der maximal erreichbaren Induktion entspricht, um ein kleines Magnetvolumen zu erreichen. Der Magnet muß dann entweder nach dem Zusammenbau magnetisiert werden oder nach vorheriger Magnetisierung — bei der die Pole mit eisernen Bügeln kurzgeschlossen sind — so auf die Polschuhflächen des Magnetrons geschoben werden (bei gleichzeitiger Entfernung der Kurzschlußbügel), daß keine wesentlichen, vor allem keine sprunghaften Änderungen des magnetischen Widerstandes auftreten. Da die auf Passung gearbeiteten Polschuhe in das System hineinragen, läßt sich bei einteiligen Magnetrons ein kleiner Luftspalt und damit ein geringes Magnetvolumen erzielen. Bei VALVO-Magnetrons werden z. B. rechteckige Ticonalstäbe verwandt, die zur Abschirmung in einen quaderförmigen Blechkörper gehüllt sind. Hierbei müssen bestimmte Minimalabstände von großflächigen ferromagnetischen Gegenständen eingehalten werden, ebenso ist der Einfluß von Fremdfeldern (von Transduktoren, gesättigten Transformatoren) zu berücksichtigen.

#### **4.7. Die VALVO-Dauerstrichmagnetrons**

##### **4.7.1. Das 200 W-Dauerstrichmagnetron 7090**

Das Dauerstrichmagnetron 7090 nach Bild 50 wird in einteiliger Ausführung geliefert, d. h. Magnetronsystem und Magnet bilden eine geschlossene Baueinheit, womit eine einfache Handhabung beim Einbau und Auswechseln ermöglicht wird. Die Hochfrequenzenergie wird über einen koaxialen  $50\ \Omega$ -Anschluß ausgekoppelt; die Katoden- und Heizanschlüsse liegen an den Stiften eines Oktalsockels. Der an den  $50\ \Omega$ -Anschluß anschraubbare Stecker soll einen beweglichen Innenleiter haben, damit die Einschmelzung des Mittelleiters im Magnetron mechanisch nicht beansprucht wird.

Beim Einbau ist der Anodenblock des Magnetrons unmittelbar auf eine Montageplatte aus nicht ferromagnetischem Material im Gerät zu schrauben. Wegen des hohen Wirkungsgrades des Magnetrons und der massiven Anode mit ihrer großen Montagefläche kann bei genügend großer Montageplatte (mindestens  $300 \times 200 \times 2\ \text{mm}$ ) und guter Wärmeabführung auf eine zusätzliche Luftkühlung oft verzichtet werden; in der Regel ist es jedoch angebracht, mit einem Ventilator einen schwachen Luftstrom auf das Magnetron zu richten.

Das Magnetron 7090 besitzt 16 Resonatoren. Die geradzahligen und die ungeradzahligen Segmente sind auf beiden Seiten jeweils durch Koppelringe

(„straps“) verbunden, damit unerwünschte Schwingungsarten im Magnetron vermieden werden. Die Hochfrequenzenergie wird über eine Schleife auf die anschließende  $50\ \Omega$ -Leitung angekoppelt.

Das Magnetron hat eine Nickelmatrixkatode, die eine hohe Lebensdauer besitzt. Eine Auswechslung des Magnetrons ist meist erst nach tausend Betriebsstunden nötig, wenn die Grenzdaten nicht überschritten und die Betriebshinweise in den Datenblättern beachtet werden. Die Katode ist so ausgelegt, daß die Rückheizung auch bei ungünstigen Anpassungsverhältnissen (vgl. Datenblätter) keine nachteiligen Folgen hat.

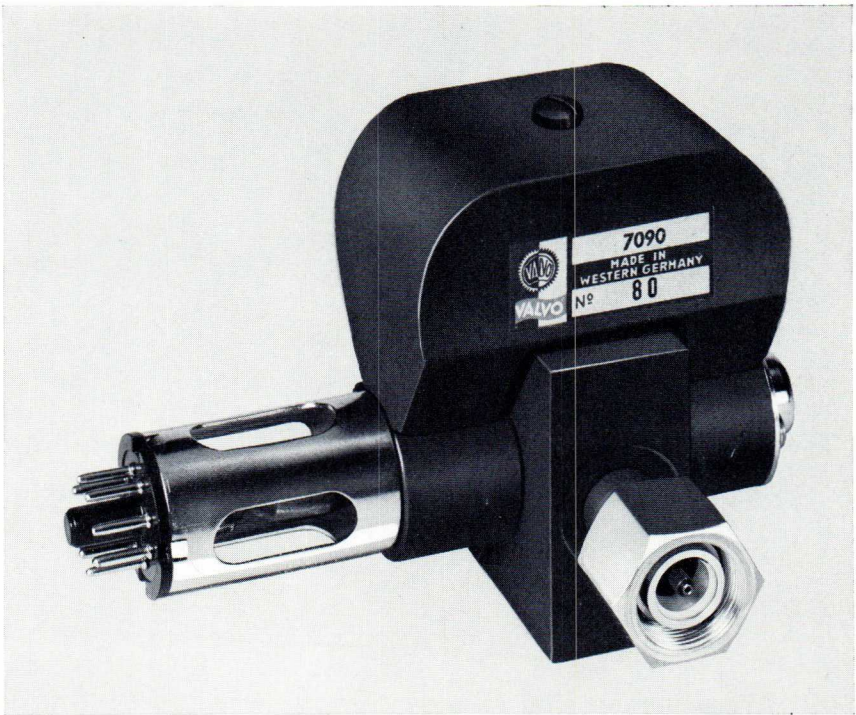


Bild 50. Ansicht des 200 W-Dauerstrichmagnetrons 7090

Als Betriebsart kommt vor allem der Wechselspannungsbetrieb in Betracht, der die Verwendung eines einfachen und damit billigen Netzteiles erlaubt. Außerdem ist Gleichspannungsbetrieb mit oder ohne Siebung möglich.

In das Magnetron ist ein Getter eingebaut, durch das etwaige Gasreste gebunden werden, die während langer Lagerung und Betriebszeit frei werden können.

#### 4.7.2. Das wassergekühlte 2,5 kW-Dauerstrichmagnetron YJ 1160

Das Magnetron YJ 1160 (Bild 51) wird einteilig mit Stahllegierungsmagneten (Ticonal) geliefert. Das Resonatorsystem besteht aus 20 Resonatoren (Vane-Typ). Auf beiden Seiten sind jeweils die geradzahligen und die ungeradzahligen Segmente wie beim Magnetron 7090 durch Ringe (straps) verbunden (Bild 52).

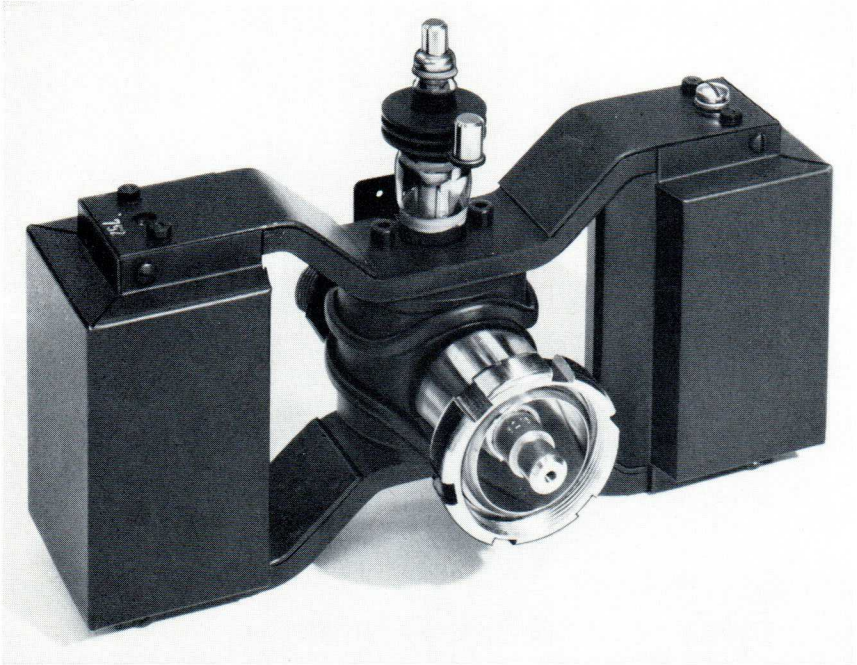


Bild 51. Ansicht des 2,5 kW-Dauerstrichmagnetrons YJ 1160

Die Hochfrequenzenergie wird aus zwei nebeneinanderliegenden Resonatoren über eine doppelte Schleife ausgekoppelt, deren beide Einzelschleifen im Gegentakt arbeiten. Bei stärkeren Reflexionen muß mit einem starken Ansteigen der Stromdichte an der Oberfläche der Schleife gerechnet werden. Die doppelte Koppelschleife bietet nun gegenüber der einfachen die Möglichkeit, auch bei großer Leiterdicke und guter Wärmeableitung der Schleife eine große Fläche zu umschließen, ohne daß eine störende kapazitive Komponente auftritt. Außerdem ist auch bei thermischer Überlastung die mechanische Stabilität der Schleife gewährleistet.

Der Mittelleiter der koaxialen Kopplung wird über eine kegelförmige Metall-Keramik-Durchführung herausgeführt. Die keramische Durchführung ge-



währleistet hohe mechanische Festigkeit; sie ist außerdem unempfindlich gegen hohe Temperaturen und plötzliche Temperaturänderungen und besitzt geringe dielektrische Verluste. Das letztere ist besonders wichtig im Hinblick auf die hohen Feldstärken, die bei starken Reflexionen auftreten können.

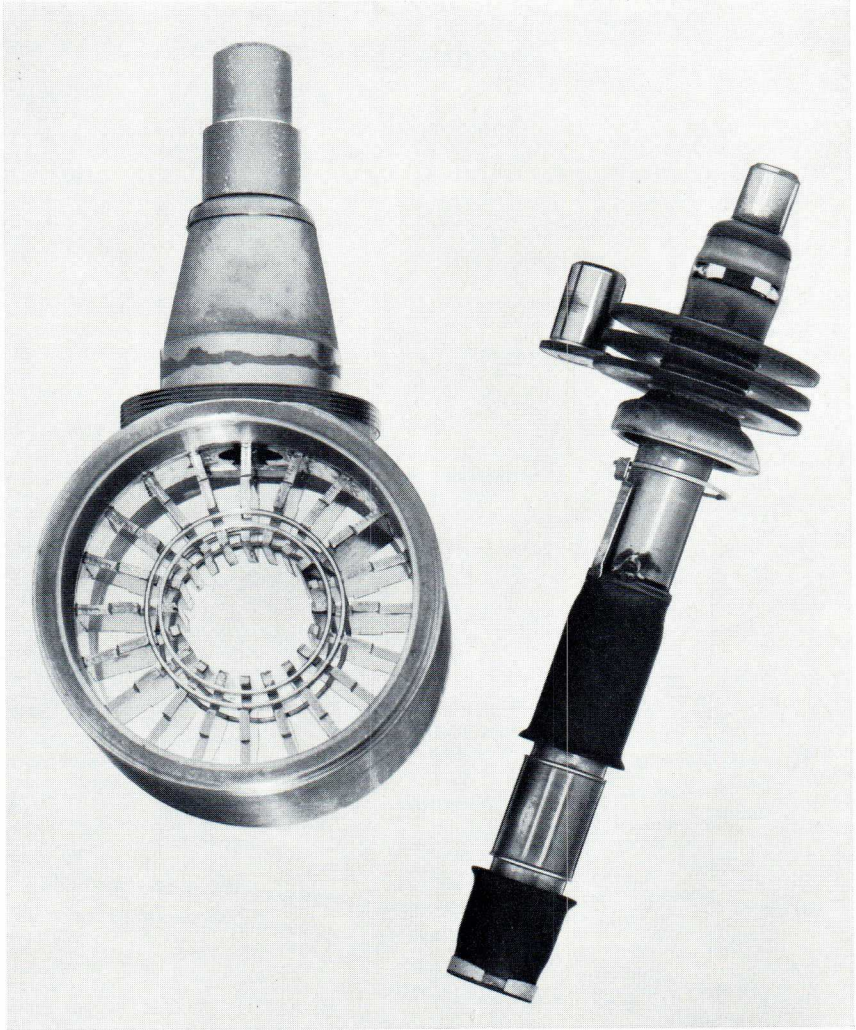


Bild 52. Ansicht des Katoden- und Resonatorsystems der Dauerstrichmagnetrons YJ 1160 bzw. YJ 1162

Der HF-Anschlußstecker muß so ausgebildet sein, daß eine sichere Verbindung und eine definierte Kontaktfläche gewährleistet sind. Ein schlechter Kontakt infolge geringen Federdrucks oder einseitiger Kontaktgabe kann zu übermäßiger örtlicher Wärmeentwicklung führen. Das hat auf jeden Fall zusätzliche Verluste zur Folge; unter Umständen wird dadurch auch die Keramikdurchführung gefährdet.

Wird die Hochfrequenzenergie unmittelbar in einen Hohlraum eingekoppelt, so kann als Antenne eine Verlängerungshülse auf den Mittelleiter geschraubt werden. Der Mittelleiter ist für diesen Fall mit einem Innengewinde (M 4) versehen.

Der Außenleiter der Magnetronauskopplung wird mittels einer Überwurfmutter mit dem Außenleiter der Anschlußleitung verbunden. Die als Zubehör mitgelieferte Überwurfmutter wird mit einem Hakenschlüssel (wie DIN 1810, Nennmaß 58/62), der aus einem nicht ferromagnetischen Material besteht, angezogen.

Die Katode besteht aus einem porösen Wolframzylinder, der mit einer Emissionsmasse imprägniert ist. Betriebstemperatur, Porengröße und Zusammensetzung des Gemisches sind auf hohe Emissionsfähigkeit und Lebensdauer — auch bei ungünstigen Betriebsbedingungen — abgestimmt.

Wegen der geringen Stromdichte an der Katodenoberfläche (weniger als  $0,1 \text{ A/cm}^2$ ) reicht eine Katodentemperatur von etwa  $950$  bis  $1000^\circ\text{C}$  aus. Da die Katode wesentlich höhere Temperaturen (bis etwa  $1150^\circ\text{C}$ ) verträgt, ist ein hinreichender Spielraum für die Rückheizung, die auch bei annähernd konstantem Anodenstrom in Abhängigkeit vom Phasenwinkel des Reflexionsfaktors stark schwanken kann, vorhanden.

Die Heizwendel ist freitragend innerhalb des Katodenzylinders untergebracht und so ausgelegt, daß die Endtemperatur der Katode beim Vorheizen etwa  $1050^\circ\text{C}$  erreicht. Schon vorher, nach  $120 \text{ s}$ , erreicht die Katodentemperatur einen Wert, bei dem die Anodenspannung eingeschaltet werden darf. Bei Belastung ist die Heizspannung gemäß den Angaben in den Datenblättern herabzusetzen.

Zur Kühlung des runden Anodenblocks ist rings um diesen eine doppelte Kühlwasserleitung angebracht. Bei relativ geringem Wasserverbrauch wird eine wirksame Kühlung sichergestellt. So ist beispielsweise bei einer Eintrittstemperatur des Kühlwassers von  $30^\circ\text{C}$  nur eine Kühlwassermenge von mindestens  $1 \text{ l/min}$  nötig.

#### 4.7.3. Das luftgekühlte 2,5 kW-Dauerstrichmagnetron YJ 1162

Das Dauerstrichmagnetron YJ 1162 (Bild 53) unterscheidet sich von dem vorher beschriebenen Typ durch die Kühlung mit Druckluft. Zur Führung der Kühlluft ist ein in Stromrichtung sich verjüngendes Kühlblechpaket mit

einem Eingangsquerschnitt von  $163 \times 60 \text{ mm}^2$  vorhanden. Der austretende Luftstrom hat eine höhere Geschwindigkeit und bestreicht auch die Auskopplungsleitung. Die Breite des Kühlblechpaketes ergibt sich aus der Forderung nach möglichst großer Kühlblechoberfläche bei gegebenem Magnetabstand.

Die übrigen Daten und Abmessungen des Magnetrons YJ 1162 stimmen mit denen des Magnetrons YJ 1160 völlig überein, so daß die bereits genannten Gesichtspunkte auch hier gelten.

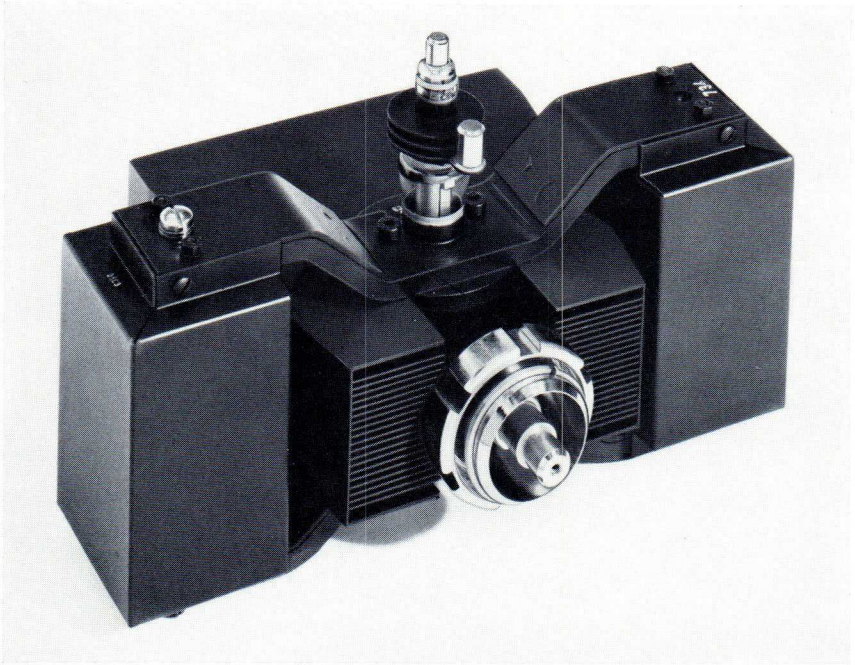


Bild 53. Ansicht des Dauerstrichmagnetrons YJ 1162

#### 4.7.4. Das kombiniert wasser- und luftgekühlte 5 kW-Dauerstrichmagnetron YJ 1190 (früher 55 125)

Das Dauerstrichmagnetron YJ 1190 ist das leistungsstärkste Magnetron dieser Reihe (Bild 54), seine Nennleistung beträgt 5 kW. Die Anode ist von Kühlwasserkanälen durchzogen. Die erforderliche Durchflußmenge beträgt etwa 3 l/min, wenn die Temperatur des eintretenden Kühlwassers unter  $35^\circ\text{C}$  liegt. Im übrigen ist das Magnetron ähnlich aufgebaut wie die beiden vorher beschriebenen Typen, was auch aus Bild 54 hervorgeht.

Bei der großen Leistung des Magnetrons ist eine zusätzliche Kühlung der Auskopplung notwendig. Hierzu enthält die 16/39-Koaxialleitung ein System

von Luftschlitzen im Außenleiter. Zur Kühlung ist ein Luftstrom von  $0,1 \text{ m}^3/\text{min}$  nötig. Wie bei den übrigen Magnetrons, genügt für die Kühlung des Katodenradiators ein leichter Luftstrom.

Je größer und teurer die Röhre ist, um so wichtiger wird der Schutz gegen Röhrenausfälle durch Überlastung. Bei den aufgeführten  $2,5 \text{ kW}$ - und  $5 \text{ kW}$ -Dauerstrichmagnetrons hat sich die Anbringung eines Thermoschalters als zweckmäßig erwiesen.

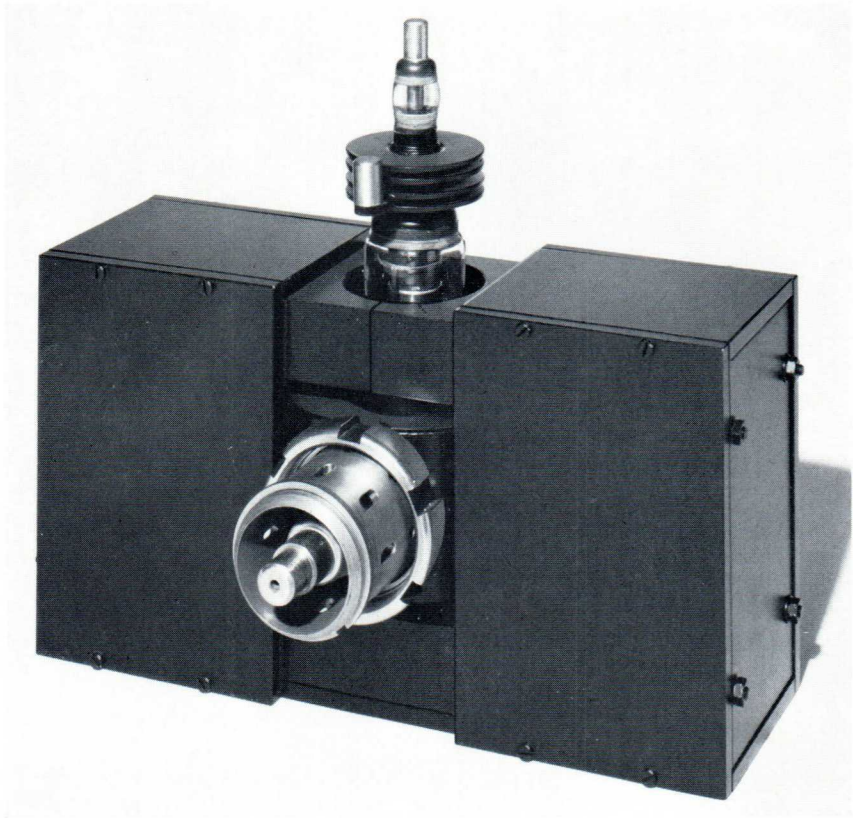


Bild 54. Ansicht des  $5 \text{ kW}$ -Dauerstrichmagnetrons YJ 1190

#### 4.7.5. Das luftgekühlte $1,2 \text{ kW}$ -Dauerstrichmagnetron DX 206 (direkt geheizt)

Das Dauerstrichmagnetron DX 206 (Bild 55) ist für Anwendungen in Mikrowellenherden entwickelt worden und hat eine Ausgangsleistung von  $1,2 \text{ kW}$ . Es arbeitet auf einer festen Frequenz im Bereich  $2425$  bis  $2475 \text{ MHz}$ .

Bei einer Anwendung in Mikrowellenherden treten in der Regel häufig Betriebspausen auf. Um einen derartigen Betrieb zu ermöglichen, ist das Magnetron mit einer direkt geheizten Wendelkatode ausgerüstet, deren Vorheizzeit minimal 7 s beträgt.

Bild 55 gibt einen Eindruck des Röhrenaufbaues. Hervorzuheben ist, daß die Röhre vollständig in Metall-Keramik-Ausführung hergestellt ist. Der Katen- und Heizeranschluß ist koaxial ausgeführt und ragt an der Oberseite

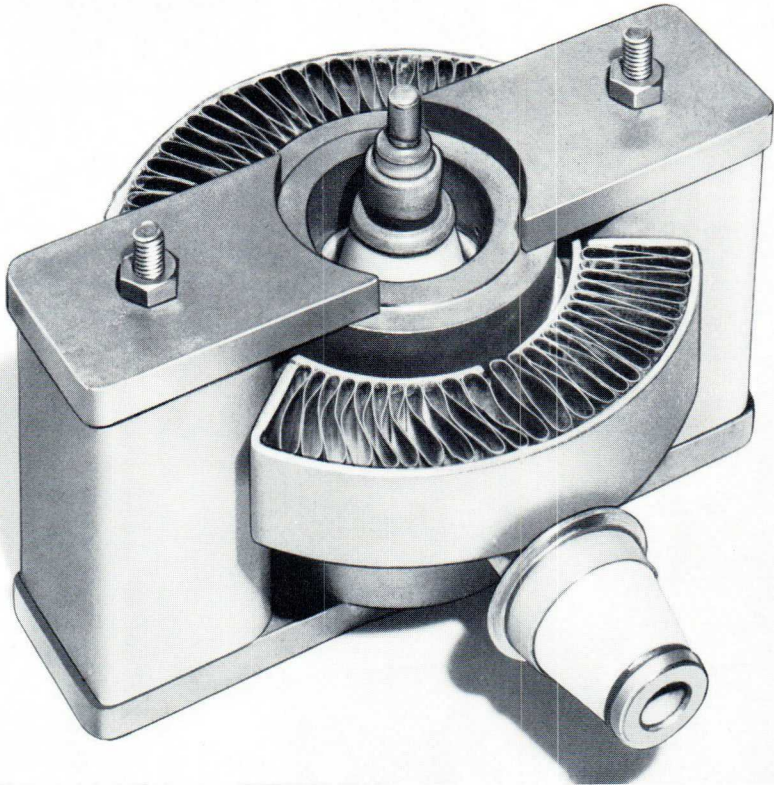


Bild 55. Ansicht des direkt geheizten 1,2 kW-Dauerstrichmagnetrons DX 206

der Magnetronröhre aus einem Ausschnitt des Magnetjochs heraus. Der Aufbau des Resonatorsystems entspricht dem des 2,5 kW - und des 5 kW - Magnetrons; die Zahl der Resonatoren beträgt ebenfalls 20, die Höhe der einzelnen Segmente ist etwas kleiner gewählt worden.

Das Kühlsystem ist konzentrisch um den Anodenkörper angeordnet; die Kühlbleche sind aus einem schleifenförmigen Band geformt. Das Magnet-

system ähnelt in seiner Anordnung dem bei den Magnetrons YJ 1160 und YJ 1162 gewählten Aufbau. Da sich die Magnetstäbe relativ dicht am Röhrenkörper befinden, erhält das Magnetron eine gedrungene Form. Als Magnetmaterial ist Ticonal verwendet worden; die Magnete sind von Abschirmbuchsen umgeben, die aus Aluminiumblech gefertigt sind. Die Mikrowellenauskopplung ist nicht wie bei den übrigen Magnetrons mit einem koaxialen Ausgang versehen: Für bestimmte Anwendungen kann ein zusätzlicher koaxialer Anschluß geliefert werden.

#### 4.7.6. Das 2,5 kW-Dauerstrichmagnetron YJ 1080 (direkt geheizt)

Das wassergekühlte 2,5 kW -Dauerstrichmagnetron YJ 1080 (Bild 56) ist eine Neuentwicklung, das wegen seiner kurzen Vorheizzeit (minimal 10 s) für den Einsatz in Anlagen mit häufigen Betriebsunterbrechungen, wie Mikrowellenherden und Automaten, vorgesehen ist. Das Magnetron arbeitet auf einer festen Frequenz im Bereich 2 425 bis 2 475 MHz und ist für den Anschluß einer 16/39-Koaxialleitung eingerichtet. Zur Speisung wird ungesieberte Gleichspannung empfohlen, die einem Gleichrichter in Einphasen-Brückenschaltung entnommen werden kann. Die Röhre ist mit einer direkt geheizten Wolfram-Maschenkatode ausgerüstet, deren Aufbau bereits in Abschnitt 4.5.2 beschrieben wurde.

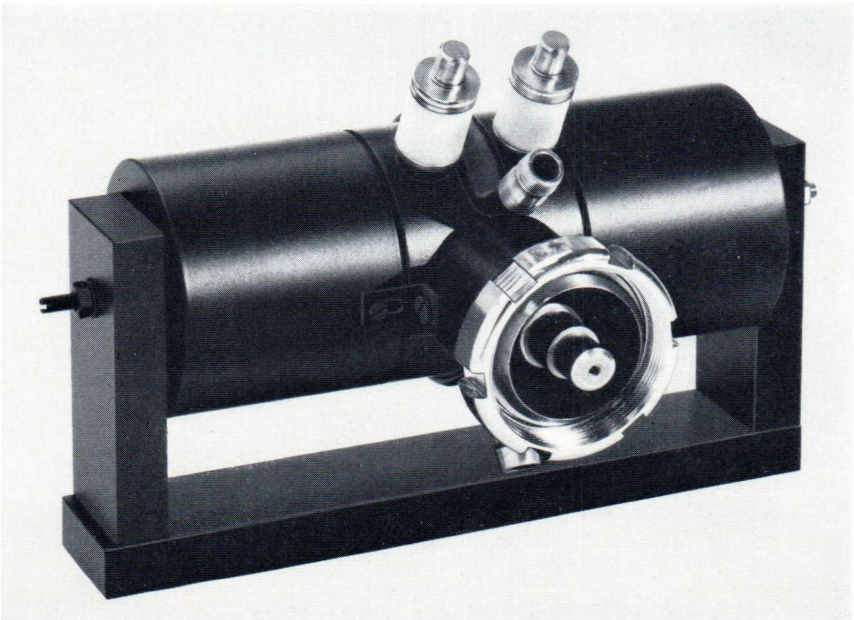


Bild 56. Ansicht des 2,5 kW-Dauerstrichmagnetrons YJ 1080

Der Aufbau des Resonatorsystems und der Hochfrequenzaukoplung weist gegenüber den Magnetrons YJ 1160 und YJ 1162 keine grundlegenden Unterschiede auf. (Auch hier besteht das Resonatorsystem aus 20 Resonatoren mit den zugehörigen Verbindungsringen, die Auskoppelschleife ist ebenfalls als Doppelschleife ausgeführt.)

Als konstruktive Neuerungen sind zu erwähnen: Die Katodenhalterungen sowie die Katodenanschlüsse und der Pumpstengel sind durch den Mantel des zylinderförmigen Anodenkörpers in radialer Richtung geführt. Die gesamte Ober- und Unterseite des Magnetrons steht daher als Auflagefläche für das Magnetsystem zur Verfügung. Die Katodenanschlüsse sind in Keramik gebettet; verglichen mit dem Magnetron YJ 1160 und YJ 1162 ist der Katodenradiator weggefallen. Das Magnetsystem des Magnetrons YJ 1080 besteht aus 2 x 4 Ticonalmagnetstäben, die mit zwei dünnen, aus Stahl gefertigten Polplatten auf der Ober- und Unterseite der Magnetronröhre aufsitzen. Die von Abschirmbuchsen umgebenen Ticonalmagnete sind über einen dreiteiligen

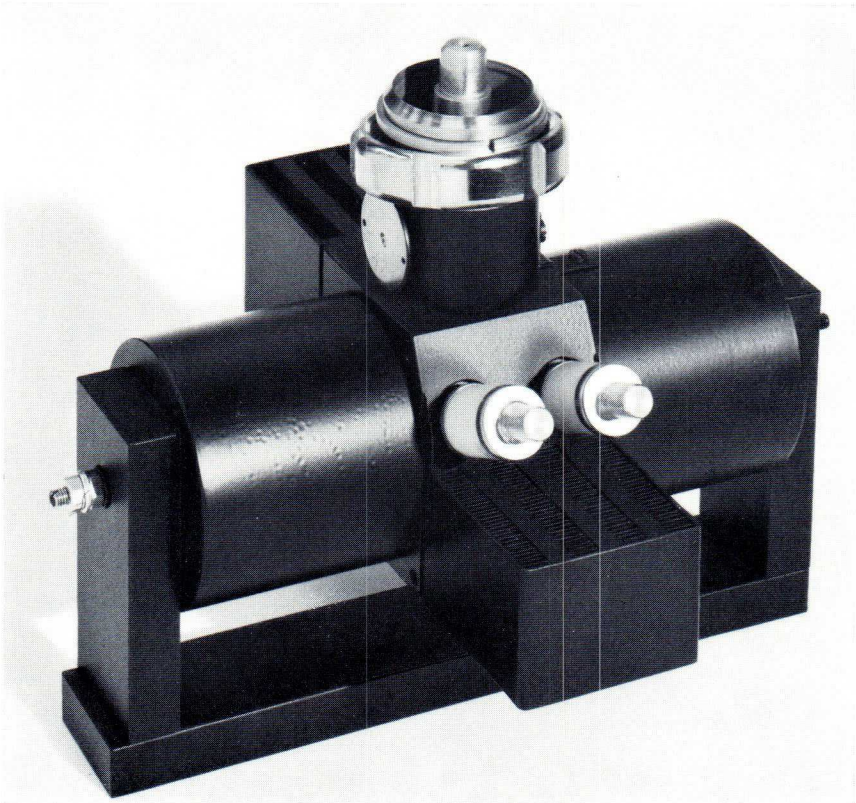


Bild 57. Ansicht des 2,5 kW-Dauerstrichmagnetrons YJ 1082

Stahljochbügel untereinander verbunden. Wie bei dem wassergekühlten Magnetron YJ 1160 kommt man mit einer relativ geringen Kühlwassermenge aus. Beispielsweise sind bei einer Eintrittstemperatur von  $30\text{ }^{\circ}\text{C}$  nur  $0,9\text{ l/min}$  nötig. Angaben über Betriebseinstellungen und Grenzwerte sind ausführlich in den Datenblättern angegeben. Wir beschränken uns auf den Hinweis, daß ebenso wie bei den anderen  $2,5\text{ kW}$ -Magnetrons unter bestimmten Voraussetzungen starke Reflexionen zugelassen sind, wie sie beim Betrieb eines Mikrowellenherdes mit rotierendem Sekundärstrahler auftreten können. Um das Magnetron gegen thermische Überlastung zu schützen, wird empfohlen, einen Thermoschalter zu verwenden, der bei  $150\text{ }^{\circ}\text{C}$  an der Temperaturmeßstelle die Anodenspannung abschaltet.

#### 4.7.7. Das luftgekühlte 2,5 kW-Dauerstrichmagnetron YJ 1082 (direkt geheizt)

Das Dauerstrichmagnetron YJ 1082 (Bild 57) unterscheidet sich vom Magnetron YJ 1080 durch die Kühlungsart. Der Kühler wird von zwei quaderförmigen Kühlblechpaketen gebildet, die am Magnetronkörper enden. Die Gesamteintrittsfläche beträgt  $192 \times 56\text{ mm}^2$ .

Kühlraten:  $1,8\text{ m}^3/\text{min}$  bei einem Druckabfall von  $30\text{ mm}$  Wassersäule; maximale Temperatur der eintretenden Kühlluft  $\leq 40\text{ }^{\circ}\text{C}$ .

#### 4.8. Arbeitsdiagramm und Generatordiagramm

Die Datenblätter von Magnetrons enthalten als wichtige Unterlagen Arbeits- und Generatordiagramme.

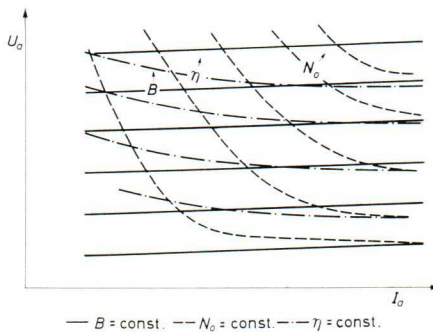


Bild 58. Arbeitsdiagramm eines Magnetrons



Im Arbeitsdiagramm ist die Anodenspannung in Abhängigkeit vom Anodenstrom angegeben, und zwar jeweils für konstante magnetische Induktion, konstante Nutzleistung und für konstanten Wirkungsgrad (Bild 58). Da mit Permanentmagneten gearbeitet wird, handelt es sich um jeweils eine Kurve für  $U_a$ ,  $N_o$  und  $\eta$ .

Der flache Verlauf der  $B = \text{konstant}$ -Kurve  $U_a = f(I_a)$  zeigt, daß der Innenwiderstand des Magnetrons im Betrieb sehr niedrig ist. Das hat zur Folge, daß sich die Nutzleistung bei Netzspannungsschwankungen stark ändert, falls nicht besondere Stabilisierungsmaßnahmen vorgesehen werden.

Sämtliche Kurven des Arbeitsdiagramms gelten, sofern nicht anders vermerkt, für angepaßte Last ( $s = 1$ ). Da man im praktischen Betrieb von Dauerstrichmagnetrons jedoch gewöhnlich mit Lastschwankungen rechnen muß und bei manchen Betriebseinstellungen eine Reflexion unmittelbar erforderlich ist, interessiert das Verhalten des Magnetrons für diese Betriebsfälle besonders. Hierüber gibt nun das Generatordiagramm Aufschluß. Es ist ein Polardiagramm des komplexen Reflexionsfaktors, in das Kurvenscharen für konstanten Anodenstrom mit der Nutzleistung und der Frequenz (bzw. der Frequenzabweichung) als Parameter eingetragen sind (Bild 59). Bezugsebene für den Reflexionsfaktor ist der Auskopplungsanschluß des Magnetrons.

Zur Bestimmung des Reflexionsfaktors ist folgendes zu sagen: Definitionsgemäß ist der komplexe Reflexionsfaktor  $r$  der Quotient aus der komplexen Spannung der reflektierten Welle  $U_{r0}$  und der komplexen Spannung der hinlaufenden Welle  $U_{h0}$  in einem beliebig gewählten Ort der Leitung

$$r = \frac{U_{r0}}{U_{h0}} = r \cdot e^{j\varphi_r}.$$

Die beiden Komponenten  $r$  und  $\varphi_r$  lassen sich durch Messung der Spannungsmaxima und -minima ermitteln. Beim Fortschreiten von diesem Bezugsquerschnitt aus in Richtung zum Verbraucher erhält man für die Spannung  $U(x)$  an der Stelle  $x$  bei einer verlustlosen Leitung

$$U(x) = U_{h0} \cdot e^{-j\beta x} + U_{r0} \cdot e^{j\beta x}.$$

In dieser Gleichung ist  $\beta = 2\pi/\lambda_l$  das Phasenmaß der Leitung und  $\lambda_l = v_l/f$  die Leitungswellenlänge. Durch Einführen des Reflexionsfaktors ergibt sich

$$U(x) = U_{h0} \cdot e^{-j\beta x} (1 + r e^{j(2\beta x + \varphi_r)}).$$

Der Betrag der Spannung ist

$$|U(x)| = U_{h0} \left| 1 + r e^{j(2\beta x + \varphi_r)} \right|,$$

( $U_{h0}$ : Amplitude der einlaufenden Welle)

und man erkennt, daß die Maxima bei

$$2\beta x_{max} + \varphi_r = 2n\pi \quad (n = 0, 1, 2, \dots)$$

liegen und die Minima bei

$$2\beta x_{\min} + \varphi_r = (2n + 1)\pi.$$

Hieraus erhält man mit Einsetzen von  $\beta$

$$\frac{x_{\max}}{\lambda_l} = \frac{n}{2} - \frac{\varphi_r}{4\pi}$$

$$\frac{x_{\min}}{\lambda_l} = \frac{2n + 1}{4} - \frac{\varphi_r}{4\pi}.$$

Einem bestimmten Phasenwinkel  $\varphi_r$  des Reflexionsfaktors entsprechen somit bestimmte Minimumpositionen  $x_{\min}$ . Im Generatordiagramm ist die Entfernung  $x_{\min}$  des nächstliegenden Minimums von der Bezugsebene in Richtung zur Last angegeben.

Maximalwert  $U_{\max}$  und Minimalwert  $U_{\min}$  der Amplitude  $U(x)$  ergeben sich zu

$$U_{\max} = U_{h0}(1 + r) \quad \text{und} \quad U_{\min} = U_{h0}(1 - r).$$

Das Verhältnis  $U_{\max}/U_{\min} = s$  bezeichnet man als Welligkeitsfaktor (Stehwellenverhältnis). Man erhält also für den Reflexionsfaktor nach kurzer Umrechnung

$$r = \frac{s - 1}{s + 1}, \quad s = \frac{1 + r}{1 - r}.$$

Nach der Messung von  $U_{\max}$  und  $U_{\min}$  kann man  $r$  somit rechnerisch bestimmen oder aus Tabellen ablesen. Meistens ist es üblich, in das Diagramm anstelle von  $r$  den Welligkeitsfaktor  $s$  einzutragen.

Der Vollständigkeit halber sei noch auf den Kehrwert  $m = 1/s$ , das sogenannte Anpassungsmaß, hingewiesen, das in Darstellungen der Leitungstechnik gleichfalls häufig gebraucht wird. (Anpassung liegt vor, wenn  $r = 0$ , d. h. also auch  $m = 1$ ,  $s = 1$  ist.) Der Fall  $r = 1$ , d. h. völlige Reflexion (stehende Wellen), kann entsprechend durch  $s = \infty$  und  $m = 0$  ausgedrückt werden.

Den Kurven für konstante Nutzleistungen, die in dem Generatordiagramm angegeben sind, sind näherungsweise auch konstante Wirkungsgrad- und Anodenspannungswerte zugeordnet. In der Literatur wird häufig die folgende Erklärung der einzelnen Betriebsbereiche gegeben. Bei einer Fehlanpassung wird ein Teil der abgegebenen Leistung reflektiert und läuft über das Auskopplungssystem wieder in das Magnetron zurück. Im Resonatorsystem entsteht dann ein zusätzliches Wechselfeld, das sich dem schon vorhandenen überlagert. Beide Wechselfelder sind über die Elektronenströmung miteinander gekoppelt. Im Phasenbereich des Generatordiagramms mit fallenden Leistungswerten steigt unter dem Einfluß des zusätzlichen Feldes der von den falschphasigen Elektronen aufgenommene und beim Aufprall an die

Katode abgegebene Leistungsanteil; außerdem wächst die Verlustleistung im Resonatorsystem. In diesem Phasenbereich wird der Grenzwert des Welligkeitsfaktors bzw. Reflexionsfaktors durch die thermische und mechanische Belastbarkeit des Magnetrons, vor allem der Katode, bestimmt. In Bild 59 ist der jenseits dieser Grenze liegende thermische Grenzbereich (das sogenannte „off-sink“-Gebiet), in dem das Magnetron nicht betrieben werden darf, schraffiert.

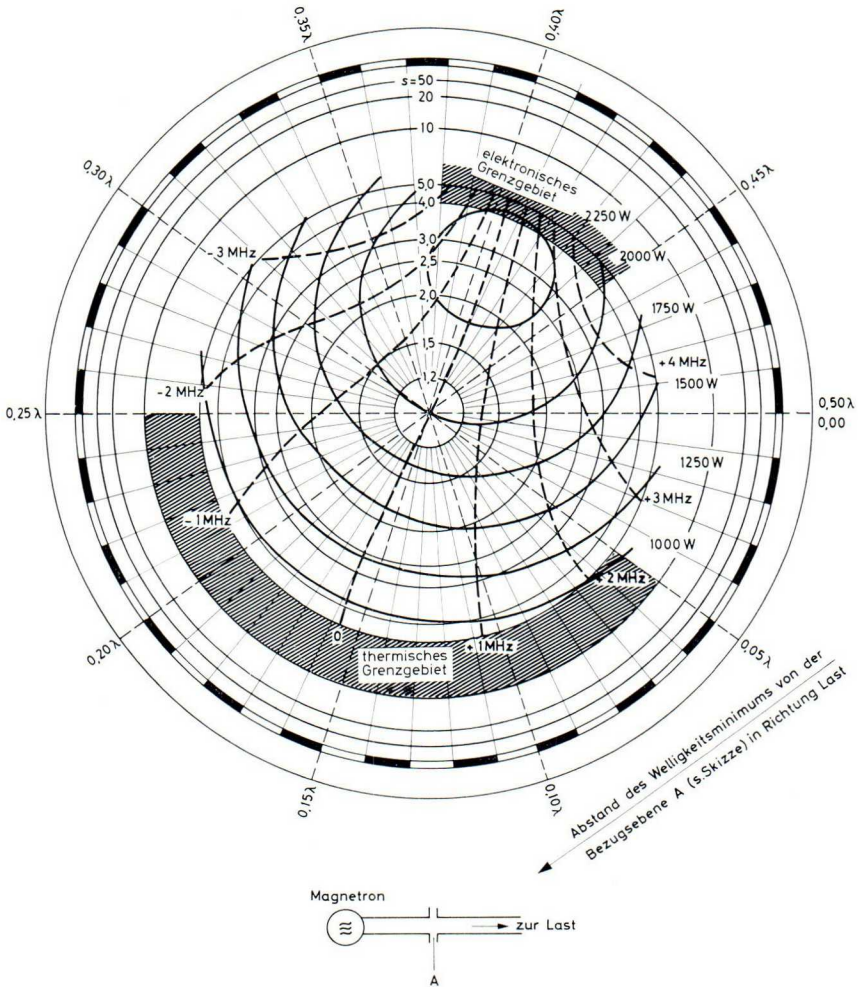


Bild 59. Generatordiagramm eines Magnetrons

Im gegenüberliegenden Phasenbereich steigen Nutzleistung und Wirkungsgrad; der Leistungsanteil für die Aussonderung falschphasiger Elektronen nimmt ab. Die Fokussierung der Elektronenströmung verstärkt sich; damit nehmen die Raumladungskräfte zu, bis die fokussierenden Kräfte des elektrischen Wechselfeldes vor den Schlitzen beim Überschreiten eines bestimmten Reflexionsfaktors ihnen nicht mehr das Gleichgewicht zu halten vermögen. Die Elektronenbündel brechen dann auseinander, die Grundschwingung reißt ab, und es kommt zu abweichenden Schwingungsformen (sogenanntes Moding). Das Gebiet, in dem dies geschieht (elektronisches Grenzgebiet oder „sink“-Gebiet), ist in Bild 59 ebenfalls schraffiert. Eine andere Erläuterung des Generatordiagramms geht vom Dauerstrichmagnetron als Oszillator aus, der über eine Leitung verschieden belastet wird. Das elektronische Grenzgebiet entspricht einem Belastungsfall, bei dem die Grundschwingung des Oszillators so stark bedämpft wird, daß es zu parasitären Schwingungen kommt. Das thermische Grenzgebiet entspricht einer Belastungsform des Oszillators, bei der die „Anodenverlustleistung“ bzw. „Gitterverlustleistung“ zu stark ansteigt. Die HF-Ausgangsleistung bleibt dabei klein.

Die Betriebswerte eines Magnetrons müssen stets zwischen den beiden Grenzgebieten liegen. Ein Auswandern des Arbeitspunktes in das thermische Grenzgebiet kann bei längerer Betriebszeit zu einer Herabsetzung der Lebensdauer oder bei sehr starker Temperaturerhöhung zu Gasausbrüchen führen. Ein Abwandern in das elektronische Grenzgebiet ist dagegen schon bei kurzer Betriebszeit mit einer unmittelbaren Gefahr für das Magnetron verbunden, da beim Auftreten anderer, von der Grundschwingung abweichender Schwingungsformen die Leistung nur noch teilweise ausgekoppelt wird. Die Katode wird überheizt, ferner können die Koppelringe zerstört werden. Weiterhin muß beachtet werden, daß zu hohe Reflexionen das Auskopplungssystem gefährden. Der Abstand des elektronischen Grenzgebietes vom Mittelpunkt des Diagramms ist u. a. vom Scheitelwert des Anodenstromes und von der Dimensionierung der Auskopplung abhängig. Durch Änderung der Auskopplung können die Anpassungsverhältnisse derart beeinflußt werden, daß sich das elektronische Grenzgebiet vom Mittelpunkt des Diagramms entfernt. Dann entspricht dem Anpassungsfall ein Arbeitspunkt mit vermindertem Wirkungsgrad, während der Abstand zum elektronischen Grenzgebiet (die „Stabilitätsreserve“) größer wird. Dieses Eintauschen von vergrößerter Stabilitätsreserve gegen die Verringerung von Wirkungsgrad und Nutzleistung (und umgekehrt) kann sowohl bei der Auslegung der Magnetron-Auskopplung während der Fertigung wie auch nachträglich durch passende Wahl der Koppelglieder zwischen Magnetron und Last vorgenommen werden. Diese Möglichkeit ist beim Entwurf eines Mikrowellengenerators von Bedeutung, da man hierdurch den jeweiligen Anforderungen und Betriebsverhältnissen Rechnung tragen kann. Muß man beispielsweise mit starken Lastschwankungen in einem weiten Bereich rechnen, so ist es zweckmäßig, eine Dimensionierung zu wählen, bei der das elektronische und ther-

mische Grenzgebiet ungefähr gleich weit vom Arbeitspunkt (bei Anpassung) entfernt sind. Lassen sich die Reflexionswerte jedoch innerhalb bestimmter Grenzen halten, so darf der Abstand zwischen Arbeitspunkt und elektronischem Grenzgebiet vermindert werden. Hierzu bringt man oft eine zusätzliche, feste Belastung (z. B. mit  $s = 1,5$ ) an.

#### 4.8.1. Hohe Welligkeitsfaktoren bei Mikrowellenherden

Gegenüber früher gewählten Einstellungen der Mikrowellenherde wird neuerdings das Magnetron in einem Bereich des Generatordiagramms betrieben, in dem es größere Leistung abgibt. Das geschieht vor allem, um die Leistungsreserven der Röhre auszunutzen und den Wirkungsgrad zu verbessern. Die Einführung eines rotierenden Sekundärstrahlers (Feldrührer) vor der Einkopplungsöffnung bewirkt, daß kurzzeitig extrem hohe Stehwellenverhältnisse am Hochfrequenzausgang des Magnetrons auftreten können. Es ergeben sich  $s$ -Werte in der Größenordnung von 10. Es wird also die Mikrowellenleistung fast vollständig ins Magnetron zurück reflektiert.

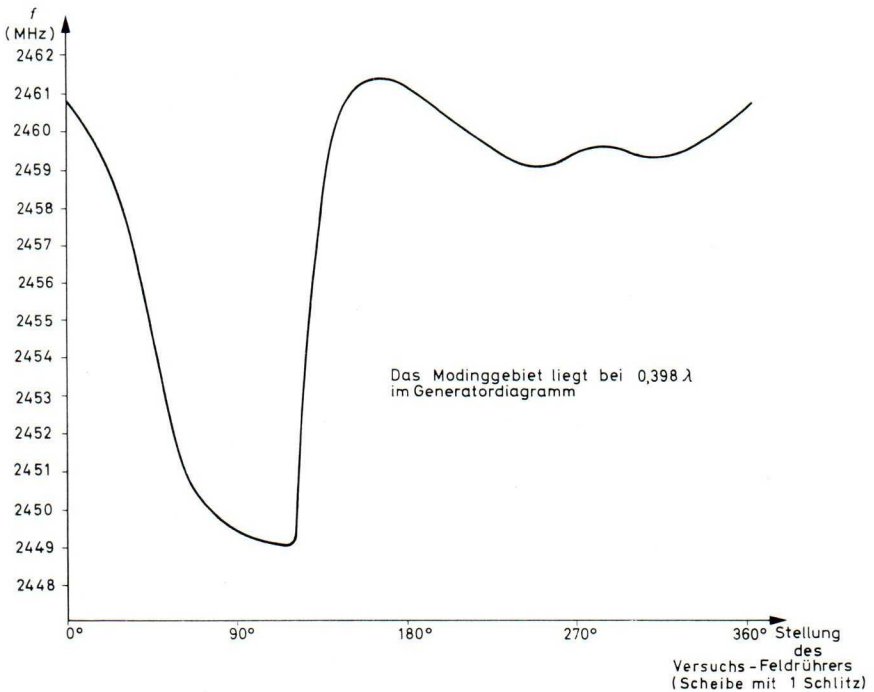


Bild 60. Frequenzsprung, der beim Passieren des Blattes eines einflügeligen Feldrührers infolge des „long line effects“ auftritt. Das Magnetron oszilliert stabil auf einer Frequenz, die neben dem Modingebiet liegt.

Um die Zulässigkeit derartiger Welligkeitsfaktoren zu klären, wurden umfangreiche Untersuchungen an schwach belasteten Garräumen durchgeführt; diese führten zu einer neuen Betriebseinstellung bei den 2,5 kW - Magnetrons YJ 1160 und YJ 1162. (Z. B. ist für eine Dauer von maximal 20 ms ein Welligkeitsfaktor von maximal 10 zulässig, wenn die Phasenlage für dieses  $s$  so gewählt wird, daß Moding nicht auftritt.) Die Tastzeit von höchstens 20 ms kann in der Praxis leicht eingehalten werden (Beispiel: vier Flügel tragender Feldrührer, mit einer Drehzahl von 150 Umdrehungen/min).

Die Schwingung des Magnetrons außerhalb der Grundwelle (Moding) kann durch Zwischenschalten eines Leitungsstückes bestimmter Länge zwischen Magnetron und Last vermieden werden. Diese Tatsache ist aus der Radartechnik unter der Bezeichnung „long line effect“ bekannt. Bei frequenzabhängiger Last (schwach belasteter Garraum) kann das zwischengeschaltete Leitungsstück kürzer gewählt werden, da die Last bereits phasendrehende Eigenschaften hat. Bei Versuchen mit dem Ziel, kontrolliert Moding zu erhalten, wurde ein Frequenzsprung des Magnetrons von 12 MHz, aber kein Moding beobachtet (Bild 60). Dabei wurde der Garraum mit 200 cm<sup>3</sup> Wasser belastet und zwischen Magnetron und Garraum eine koaxiale Meßleitung von 37 cm Länge geschaltet. Das Verhalten von Last, Meßleitung und Magnetron zusammen verhinderte vorteilhaft ein stabiles Einstellen in die Phase des Modinggebietes. Wenn die 37 cm lange Leitung entfernt wurde, trat dagegen Moding auf.

#### 4.9. Betriebsarten und Betriebsdaten

Bei Dauerstrichmagnetrons stehen die Betriebsarten in einem engen Zusammenhang mit der gewählten Speisung. Die Gleichspannungsspeisung (bei Wechselstromanschluß) ist wegen der Siebmittel unwirtschaftlich und hat deshalb keine nennenswerte Bedeutung mehr; bevorzugt werden der Wechselspannungsbetrieb ohne Gleichrichtung und Siebung sowie die Speisung über Gleichrichter in Mittelpunkt- oder Brückenschaltung bzw. in Stern-, Doppelstern- oder Brückenschaltung bei Drehstrom, ebenfalls ohne Siebung. Wegen des niedrigen Magnetron-Innenwiderstandes schwankt die Nutzleistung bei Netzspannungsänderungen sehr stark, so daß eine Leistungsstabilisierung häufig unumgänglich ist.

Die wichtigsten Betriebsgrößen eines Dauerstrichmagnetrons sind

- Nutzleistung,
- Reflexionsfaktor der Last,
- mittlerer Anodenstrom,
- Scheitelwert des Anodenstromes,
- Gesamtwirkungsgrad.

Die Betriebswerte müssen in Übereinstimmung mit den Angaben in den Datenblättern so festgelegt werden, daß der Arbeitspunkt bei den jeweils zu berücksichtigenden Last- und Netzspannungsschwankungen auch im ungünstigsten Fall nicht in das elektronische oder thermische Grenzgebiet wandert und daß kein Umspringen in einen anderen Schwingbereich zu befürchten ist. Diese beiden Forderungen begrenzen u. a. die Anwendbarkeit mancher Stabilisierungsmaßnahmen.

#### 4.10. Betrieb ohne Leistungsstabilisierung

Aus der idealisierten  $I_a, U_a$ -Kennlinie eines Magnetrons ergibt sich das NF-Ersatzschaltbild, wie es in Bild 61 dargestellt ist. Dieses Ersatzschaltbild ist die Grundlage für alle folgenden Berechnungen, die sich auf die Speisung beziehen.

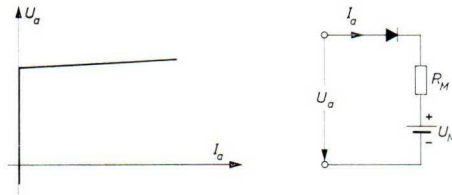


Bild 61. Vereinfachte  $I_a, U_a$ -Kennlinie eines Magnetrons; zugehöriges NF-Ersatzschaltbild mit idealer Diode zur Darstellung des Kennlinienknicks

Wird das Magnetron an eine Gleichspannungsquelle mit dem Innenwiderstand  $R_N$  und der Leerlaufspannung  $U_0$  angeschlossen, so ist der Anodenstrom

$$I_a = \frac{U_0}{R} \left( 1 - \frac{U_M}{U_0} \right) \quad \text{mit } R = R_M + R_N, \quad (4)$$

falls  $U_0 > U_M$  ist. Für den Wirkungsgrad  $\eta$  der Stromversorgung erhält man

$$\eta = \frac{U_a}{U_0} \frac{I_a}{I_a} = \frac{U_M}{U_0} + \left( 1 - \frac{U_M}{U_0} \right) \frac{R_M}{R}. \quad (5)$$

Die hochfrequente Nutzleistung  $N_o$  des Magnetrons ist dem Anodengleichstrom bei konstanter Induktion mit guter Genauigkeit proportional (dies gilt auch bei Wechselspannungsbetrieb). Die relative Leistungsschwankung ist daher gleich der relativen Schwankung des Anodenstromes

$$\frac{dN_o}{dU_0} \cdot \frac{U_0}{N_o} = \frac{dI_a}{dU_0} \cdot \frac{U_0}{I_a}.$$

Man kann den Einfluß von Speisespannungsschwankungen auf die Nutzleistung somit ermitteln, indem man ihren Einfluß auf den Anodengleichstrom berechnet. Für das Verhältnis der relativen Leistungsschwankung und relativen Speisespannungsschwankung  $F$  erhält man

$$F = \frac{dI_a}{dU_0} \cdot \frac{U_0}{I_a} = \frac{1}{1 - U_M/U_0}. \quad (6)$$

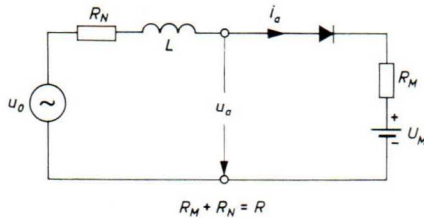


Bild 62. Ersatzschaltbild für den Speisestromkreis eines Dauerstrichmagnetrons

Für die Wechselstromspeisung ohne Gleichrichtung und Siebung gilt das in Bild 62 angegebene Ersatzschaltbild. Die Speisespannung sei

$$u_0 = U_0 \cdot \sin \omega t.$$

Gewöhnlich interessieren die beiden Fälle, bei denen der ohmsche Widerstand  $R = R_N + R_M$  entweder groß oder klein gegen den induktiven Widerstand im Speisestromkreis ist; hierfür sollen die Rechenergebnisse angegeben werden. Der Anodenstrom setzt nach Bild 62 ein, sobald  $u_0 > U_M$  wird. Der zeitliche Verlauf ergibt sich aus der Differentialgleichung

$$L \cdot \frac{di_a}{dt} + (R_N + R_M) i_a + U_M - U_0 \sin \omega t = 0.$$

Die Lösung dieser Differentialgleichung lautet

$$i_a = C \cdot e^{-t \cdot R/L} - \frac{U_M}{R} + \frac{U_0}{Z} \sin(\omega t - \varphi).$$

Hierin ist

$$Z = \sqrt{R^2 + \omega^2 L^2} \quad \text{und} \quad \varphi = \arctan \frac{\omega L}{R}, \quad (R = R_N + R_M).$$

Mit der Anfangsbedingung  $i_a = 0$  für  $\omega t = \pi/2 - \theta$  ( $\cos \theta = U_M/U_0$ , vgl. Bild 63) erhält man für die Konstante  $C$  den Wert

$$C = \left\{ \frac{U_M}{R} - \frac{U_0}{Z} \sin \left( \frac{\pi}{2} - \theta - \varphi \right) \right\} e^{+(\pi/2 - \theta) \frac{R}{\omega L}}.$$



Damit ergibt sich für den Anodenstrom

$$i_a = \frac{U_\theta}{Z} \cdot \sin(\omega t - \varphi) - \frac{U_M}{R} + \left\{ \frac{U_M}{R} - \frac{U_\theta}{Z} \cdot \sin\left(\frac{\pi}{2} - \theta - \varphi\right) \right\} \cdot e^{-(\omega t - \pi/2 + \theta)} \frac{R}{\omega L} \quad (7)$$

für alle  $t$  mit  $i_a \geq 0$ .

Die beiden praktisch besonders interessierenden Näherungen lauten

$$i_a = \frac{U_\theta}{R} (\sin \omega t - \cos \theta) \quad \text{für } R \gg \omega L \quad (8)$$

und

$$i_a = \frac{U_\theta}{\omega L} \left\{ \sin \theta - \cos \omega t - (\omega t + \theta - \frac{\pi}{2}) \cos \theta \right\} \quad (9)$$

im Fall  $R \ll \omega L$ .

Der Verlauf des Anodenstromes nach den Gleichungen (8) und (9) ist für  $\theta = 60^\circ$  ( $U_M/U_\theta = 0,5$ ) in Bild 63 angegeben. Man sieht anschaulich, wie sich

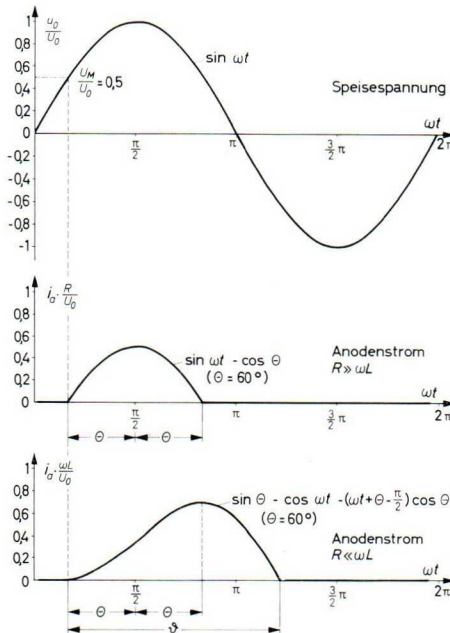


Bild 63. Zeitlicher Verlauf der Speisespannung und des Anodenstromes nach Gleichung (8) und (9)

der Stromimpuls bei induktivem Speisestromkreis verlängert; sein Maximum liegt bei  $\omega t = \pi/2 + \theta$ , also dort, wo der Strom bei  $R \gg \omega L$  bereits wieder Null wird. Die Verlängerung des Stromimpulses führt zu einem kleineren, für das Magnetron günstigeren Verhältnis von Scheitelwert zu Gleichwert, denn die Lebensdauer eines Magnetrons wird maßgeblich durch den Scheitelwert des Anodenstromes bestimmt. Der Scheitelwert des Anodenstromes berechnet sich mit  $\hat{d}i_a/dt = 0$  und mit der Gleichung (8) zu

$$\hat{i}_a = \frac{U_0}{R} (1 - \cos\theta) \quad \text{für } R \gg \omega L \quad (10)$$

und wegen (9)

$$\hat{i}_a = 2 \frac{U_0}{\omega L} (\sin\theta - \theta \cos\theta) \quad \text{für } R \ll \omega L. \quad (11)$$

Für den normierten Gleichwert des Anodenstromes gilt

$$\bar{i}_a = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_a \, d(\omega t).$$

Aus den Gleichungen (8) und (9) folgt

$$\bar{i}_a \frac{R}{U_0} = \frac{1}{\pi} (\sin\theta - \theta \cos\theta) \quad \text{für } R \gg \omega L \quad (12)$$

und mit der Hilfsgröße  $\vartheta$  aus der Gleichung (16)

$$\bar{i}_a \frac{\omega L}{U_0} = \frac{1}{2\pi} \left\{ (\vartheta - \sin\vartheta) \sin\theta + \left( 1 - \frac{1}{2} \vartheta^2 - \cos\vartheta \right) \cos\theta \right\} \quad (13)$$

im Fall  $R \ll \omega L$ .

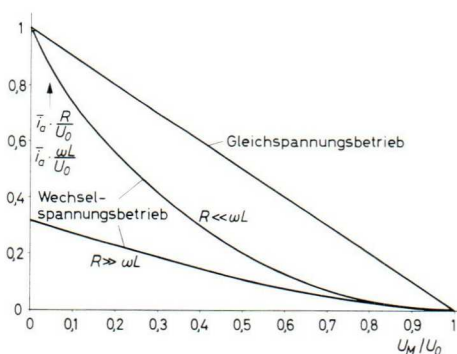


Bild 64. Der normierte Gleichwert des Anodenstromes als Funktion von  $U_M/U_0$

Der normierte Anodengleichstrom nach den Gleichungen (4), (12) und (13) ist in Bild 64 über  $U_M/U_0$  aufgetragen. Für das Verhältnis von Scheitelwert zu Gleichwert erhält man aus den Gleichungen (10) bis (13) die Beziehungen

$$\frac{\hat{i}_a}{\bar{i}_a} = \pi \cdot \frac{1 - \cos\theta}{\sin\theta - \theta \cos\theta} \quad \text{für } R \gg \omega L \quad (14)$$

und

$$\frac{\hat{i}_a}{\bar{i}_a} = \frac{4\pi (\sin\theta - \theta \cos\theta)}{(\theta - \sin\theta) \sin\theta + \left(1 - \frac{1}{2} \theta^2 - \cos\theta\right) \cos\theta} \quad (15)$$

im Fall  $R \ll \omega L$ .

Der Zusammenhang zwischen der Hilfsgröße  $\vartheta$  (vgl. Bild 63) und  $\theta$  ist durch die folgende Gleichung gegeben:

$$\tan\theta = \frac{\vartheta - \sin\vartheta}{1 - \cos\vartheta} \quad (16)$$

In Bild 65 ist der Verlauf von  $\hat{i}_a/\bar{i}_a$  in Abhängigkeit von  $U_M/U_0$  wiedergegeben.

Für den Wirkungsgrad der Stromversorgung ergibt sich der Ausdruck

$$\begin{aligned} \frac{2\pi \int_0^{\pi} u_a i_a d(\omega t)}{2\pi \int_0^{\pi} u_0 i_a d(\omega t)} &= \frac{U_M \cdot \bar{i}_a + R_M i_{a \text{ eff}}^2}{U_M \cdot \bar{i}_a + R i_{a \text{ eff}}^2} = \\ &= \frac{R_M}{R} + \left(1 - \frac{R_M}{R}\right) \frac{\sin 2\theta - \theta(1 + \cos 2\theta)}{\theta - \frac{1}{2} \sin 2\theta} \end{aligned} \quad (17)$$

im Fall  $R \gg \omega L$ .

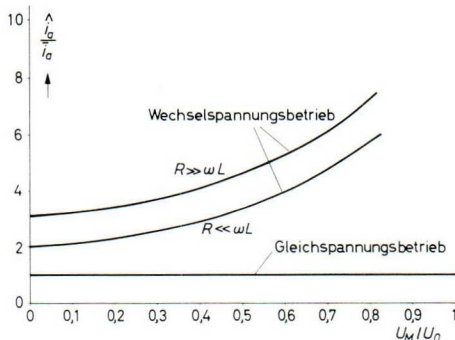


Bild 65. Das Verhältnis von Scheitelwert zu Gleichwert des Anodenstromes als Funktion von  $U_M/U_0$

Diese Gleichung und die Gleichung (5) (für den Gleichspannungsbetrieb) sind in Bild 66 a für  $R_M = R_N$  in Kurvenform dargestellt.

Die Auswertung der Diagramme soll anhand eines Beispiels erläutert werden. Beim Dauerstrichmagnetron 7090 ist  $R_M \approx 200 \Omega$  und  $U_M \approx 1,6 \text{ kV}$ . Für den Wechselspannungsbetrieb sind in den Datenblättern der Röhre folgende Betriebswerte angegeben:  $\bar{i}_a = 200 \text{ mA}$ ,  $\hat{i}_a = 1,3 \text{ A}$ , so daß  $\hat{i}_a/\bar{i}_a = 6,5$  ist.

Das entspricht nach Bild 65 einem Verhältnis  $U_M/U_0$  von 0,733, wozu ein Stromflußwinkel  $\theta = 43^\circ$  gehört. Der Scheitelwert der Speisespannung ist somit  $U_0 = U_M/0,733 = 2,18 \text{ kV}$  (zugehöriger Effektivwert: 1,54 kV).

Aus Bild 64 erhält man für  $U_M/U_0 = 0,733$  mit  $\bar{i}_a = 200 \text{ mA}$  und  $U_0 = 2,18 \text{ kV}$  einen Wert  $R \approx 450 \Omega$ . Demnach ist  $R_N = R - R_M \approx 250 \Omega$ . Der Wirkungsgrad  $\eta$  der Stromversorgung ist nach Bild 66 a etwa 88 %.

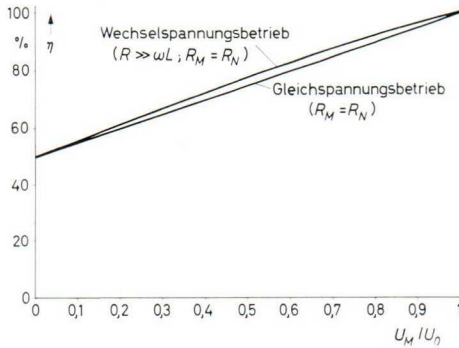


Bild 66 a. Wirkungsgrad der Stromversorgung als Funktion von  $U_M/U_0$

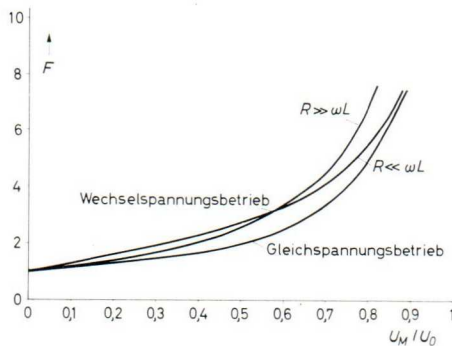


Bild 66 b. Die relative Leistungsschwankung als Funktion von  $U_M/U_0$

Mit dem Gesamtwirkungsgrad des Magnetrons, den man dem Arbeitsdiagramm des Magnetrons (in den Datenblättern angegeben) entnimmt, erhält man eine Eingangsleistung (gesamte Wirkleistung, die das Magnetron einschließlich Stromversorgungsteil benötigt) von 400 Watt. Aus Bild 66 b ergibt sich schließlich, daß die Leistungsschwankungen 5,2 mal so groß sind wie die Netzspannungsänderungen. All diese Werte gelten für den Nennwert der Netzspannung; sie sind in der folgenden Tabelle noch einmal aufgeführt, in der außerdem die entsprechenden Werte für Abweichungen der Netzspannung um  $+5\%$  und  $-10\%$  vom Nennwert angegeben sind:

Netzspannung:	198	220	231	V
$\bar{i}_a$	100	200	(245)	mA
$\hat{i}_a$	0,8	1,3	(1,53)	A
$\hat{i}_a / \bar{i}_a$	8	6,5	6,2	
$U_M / U_0$	0,815	0,733	0,70	
$\Theta$	$35^\circ$	$43^\circ$	$45^\circ$	
$U_0$	1,96	2,18	2,29	kV
$R$	450	450	450	$\Omega$
$R_N$	250	250	250	$\Omega$
Wirkungsgrad der Stromversorgung	91	88	86	%
Eingangsleistung	187	400	505	W
Nutzleistung	97	200	247	W
relative Leistungsschwankung $F$	7	5,2	4	

(Werte in Klammern: Meßwerte, als Betriebswerte nicht zulässig)

Über die zulässigen Lastschwankungen (Betrag und Phasenwinkel des Reflexionsfaktors) findet man nähere Angaben in den Datenblättern. Aus der Tabelle (2. und vorletzte Zeile) geht hervor, daß Strom und Leistung sich schon bei geringen Netzspannungsschwankungen stark ändern. Bei einem Anstieg der Netzspannung um  $5\%$  des Nennwertes werden die Grenzwerte des Anodenstromes ( $\bar{i}_a = \max. 230 \text{ mA}$ ;  $\hat{i}_a = \max. 1,4 \text{ A}$ ) bereits überschritten.

Hieraus ergibt sich zwingend die Notwendigkeit einer Strom- bzw. Leistungsnachstellung bei Netzspannungsänderungen durch selbständig wirkende Regeleinrichtungen. Liegt im Speisestromkreis eine Drossel, so ist der Scheitelwert des Anodenstromes bei gegebenem Gleichwert wesentlich niedriger als bei  $R \gg \omega L$ ; man kommt also bei gleichem Scheitelwert des Anodenstromes mit niedrigerer Speisespannung  $U_0$  aus, wie aus Bild 65 hervorgeht. Noch günstiger ist dieses Verhältnis bei Speisung mit ungesieberter Gleichspannung über Gleichrichter in Mittelpunktschaltung oder Brückenschaltung bzw. in Sternschaltung, Doppelsternschaltung oder Brückenschaltung (bei Drehstrom).

Welcher Betriebsart im Einzelfall der Vorzug zu geben ist, läßt sich nicht allgemein entscheiden. Wie die vorstehenden Ergebnisse zeigten, ist bei der Speisung ein erhöhter Aufwand erforderlich, wenn man günstigere Betriebs-

verhältnisse erreichen will. Der Kompromiß zwischen Aufwand und Ergebnis richtet sich im jeweiligen Einzelfall vorwiegend nach der Art und dem Verwendungszweck des Gerätes.

#### 4.11. Leistungsstabilisierung durch Regelung

Die Ausführungen des vorigen Abschnitts zeigten, daß eine Leistungsstabilisierung schon bei Netzspannungsschwankungen von wenigen Prozent erforderlich ist. Bei häufigen Schwankungen ist eine selbsttätige Regelung notwendig. Es liegt nahe, eine Stabilisierung des Anodenstromes vorzunehmen.

Eine Anodenstromstabilisierung durch nichtlineare Widerstände kann wegen der in Frage kommenden Strom- und Spannungsbereiche, wegen des hohen Leistungsverbrauches und wegen der fehlenden Einstellmöglichkeiten nur in Sonderfällen verwendet werden. Eine wirkungsvolle Regelung des Anodenstromes kann mit Hilfe von Transduktoren aufgebaut werden.

Bild 67 a zeigt die Grundschaltung eines Speisegerätes, das mit einem Transduktor ausgerüstet ist. Die Stabilisation wird durch Änderung des induktiven Widerstandes der Transduktorspule A in Abhängigkeit von Änderungen der Netzspannung erreicht. A ist in Reihe mit der Primärwicklung des Hochspannungstransformators geschaltet. Bei steigender Netzspannung wächst die Induktivität der Drossel A. Hierdurch wird deren induktiver Widerstand vergrößert, so daß der Spannungsabfall an A ebenfalls größer wird und den Anstieg der Netzspannung kompensiert. Die Spannung an der Transformatorwicklung bleibt konstant.

Bei fallender Netzspannung läuft dieser Vorgang umgekehrt ab. Der Regelvorgang geht im einzelnen folgendermaßen vor sich:

Der Transduktor enthält außer der Arbeitswicklung A auf dem gleichen Kern die Steuerwicklungen B und C. Die Wicklung C dient zur Vormagnetisierung des Eisenkörpers. Mit Hilfe der Wicklung B wird die Eingangsspannung für den 2 Weg - Gleichrichter G, der die Wicklung C speist, festgelegt. Die Spannung zwischen den Punkten  $P_1$  und  $P_2$  ist im wesentlichen gleich der Differenz zwischen den an D und B liegenden Spannungen.

Bei steigender Netzspannung nimmt die von Wicklung A in Wicklung B induzierte Spannung so zu, daß die Spannung zwischen  $P_1$  und  $P_2$  verkleinert wird. Infolgedessen wird auch die an Spule C auftretende Spannung kleiner, wodurch die Vormagnetisierung des Eisenkernes herabgesetzt wird.

Um den Einfluß der Vormagnetisierung auf den induktiven Widerstand der Drossel A und damit auf den Spannungsabfall zu erläutern, wird in Bild 67 b die Permeabilität  $\mu$  des Eisenkernes für drei Fälle verschieden starker Vormagnetisierung als Funktion der Induktion gezeigt. (Kurve III: Vormagnetisierung am größten, Kurve I: Vormagnetisierung am kleinsten, Kurve II: Zwischenwert.)

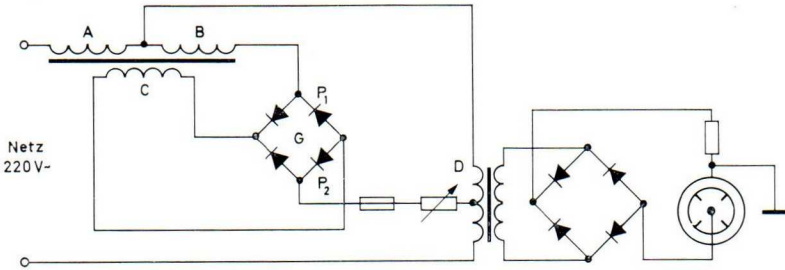


Bild 67a. Prinzip einer Stabilisierungsschaltung mit einem Transduktor für ein 2,5 kW-Magnetron

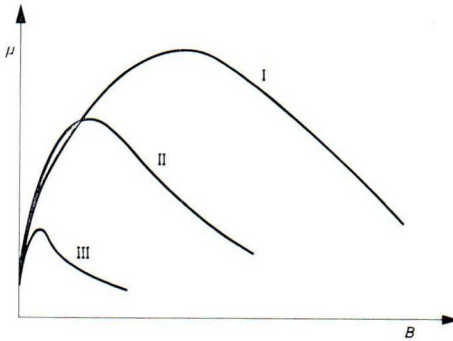


Bild 67b. Drei verschiedene Fälle der Vormagnetisierung.  $\mu$  als Funktion der Induktion.

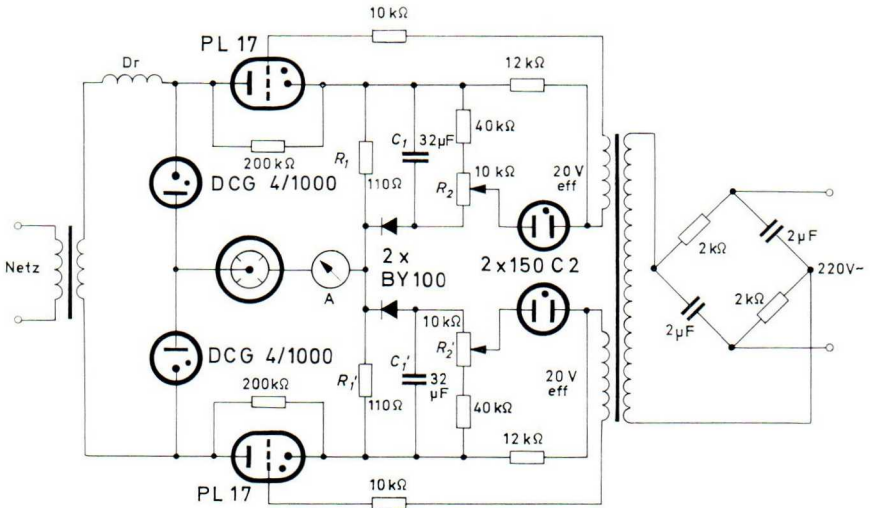


Bild 68. Prinzipschaltung zur Leistungsstabilisierung mit Hilfe von Thyratrons

Man erkennt, daß bei wachsender Speisespannung und damit kleiner werdender Vormagnetisierung die maximalen  $\mu$ -Werte höher werden (Kurve I verglichen mit Kurve II). Da die Permeabilität  $\mu$  der Drossel A proportional zur Selbstinduktion  $L$  und diese proportional zum Spannungsabfall ist, führt ein Anstieg der Netzspannung zu einem vergrößerten Spannungsabfall an der Arbeitswicklung. Dadurch wird der Anstieg der Netzspannung kompensiert. Im umgekehrten Fall steigt bei sinkender Netzspannung die Spannung zwischen A und B.  $\mu$  wird kleiner (z. B. Kurve III), die Spulenimpedanz nimmt ab, und es tritt ein kleiner Spannungsabfall an der Arbeitswicklung A auf.

Als Beispiel für eine Leistungsstabilisierung durch Regelung des Anodenstromes eines 2kW - Magnetrons zeigt Bild 68 eine Regelschaltung mit Thyratrons. Der Anodenstrom wird durch Vertikalsteuerung des Thyratrons von Netz- und Lastschwankungen nahezu unabhängig. Die Drossel dient zur Begrenzung von Spitzenwerten des Anodenstromes. Die Gittervorspannung, die zur Steuerung der Thyratrons notwendig ist, wird an  $R_1$  bzw.  $R_1'$  in Abhängigkeit vom Magnetronanodenstrom erzeugt. Nach Gleichrichtung (Dioden BY 100) und Glättung (Kondensatoren  $C_1$  bzw.  $C_1'$ ) wird die Gittervorspannung um die Brennspannung von 150 V der Stabilisatorröhre (150 C 2) vermindert. Vom Phasenschieber aus wird der Vorspannung eine gegenüber der Anodenspannung der Thyratrons um  $90^\circ$  verzögerte Wechselspannung überlagert. Bei Netzspannungsschwankungen ändert sich die Kondensatorspannung (an  $C_1$  bzw.  $C_1'$ ), und entsprechend verlagern sich die Zündzeitpunkte der Thyratrons.

Der Sollwert des Anodenstromes des Magnetrons kann mit Hilfe von  $R_2$  bzw.  $R_2'$  eingestellt werden.

Mit dieser Regelschaltung läßt sich die HF-Ausgangsleistung des Magnetrons bei Netzspannungsschwankungen von beispielsweise  $\pm 10\%$  auf  $+2\%$  bis  $5\%$  stabilisieren. Da der Anodenstrom konstant gehalten wird, werden auch die Stromänderungen, die durch Laständerungen hervorgerufen werden, ausgeglichen.

## 5. Messungen im Zusammenhang mit der Anwendung von Dauerstrichmagnetrons

Zur Messung der niederfrequenten Größen (Leistungsaufnahme), Gleichwert und Scheitelwert des Anodenstromes, muß die nichtlineare Charakteristik des Magnetrons berücksichtigt werden. Die Messung erfolgt in der gleichen Weise, in der sonst nichtsinusförmige Größen gemessen werden. Wir geben daher nur einen kurzen Überblick. Die Messung der hochfrequenten Größen bei Magnetrons wird dagegen nicht jedem vertraut sein, so daß sie etwas eingehender behandelt werden soll. Gewöhnlich interessiert man sich im vorliegenden Fall nur für das Industrieband  $2450 \pm 50$  MHz. Man unterscheidet zwischen Messungen bei niedrigem Leistungsniveau, d. h. mit einem Meß-



sender als Energiequelle (Kaltmessungen) und Messungen bei hohem Leistungsniveau, bei denen das Magnetron als Energiequelle dient (Heißmessungen).

Bei der Geräte- und Anlagenentwicklung und bei der Fertigung sind zunächst die Meßsenderverfahren zur Messung der Anpassungs- und Lastverhältnisse (Generatordiagramm) durchzuführen.

In der folgenden Tabelle ist eine Übersicht über die bei den einzelnen Anlagenformen zur Dimensionierung notwendigen Kaltmessungen zusammengestellt.

Hohlleiteranlagen	Anpassungsmessungen, Leistungsmessungen (mit und ohne Belastung) Vierpolmessungen (mit und ohne Dämpfung)
Garräume	Anpassungsmessungen, Leistungsmessungen (mit und ohne Belastung)
Strahleranlagen	Anpassungsmessungen, Leistungsmessungen (mit und ohne Belastung) (Vierpolmessungen mit und ohne Dämpfung)

Die Messungen mit hohem Leistungsniveau ergänzen die Kaltmessungen. Sie spielen bei der Endkontrolle in der Röhrenfabrik und bei der Untersuchung des Betriebsverhaltens von Mikrowellenanlagen eine wichtige Rolle (Moding-Kontrolle, Kontrolle der Ausgangsleistung).

Die Heißmessungen für die verschiedenen Anlagenformen sind in der folgenden Tabelle zusammengestellt.

Hohlleiteranlagen	Energieverteilung, Wirkungsgrad, Betriebssicherheit der Bauelemente
Garräume	Temperaturverteilung, Wirkungsgrad, Energie- aufnahme des Gutes, Zuverlässigkeit der Tür- verschlüsse
Strahleranlagen	Energieverteilung, Wirkungsgrad, Betriebssicherheit, Energieaufnahme des Gutes, Zuverlässigkeit der Ein- und Auslaufkanäle

### 5.1. NF-Messungen

Wird das Magnetron mit gesiebter Gleichspannung gespeist, so treten bei der Messung von Spannungen und Strömen keine Schwierigkeiten auf, für Be-

trieb mit ungesiebter Gleichspannung oder Wechselspannung sind einige Bemerkungen zur NF-Meßtechnik nützlich. Es sei darauf hingewiesen, daß sich zur Messung der Ströme und Spannungen am Magnetron für die Effektivwerte Effektivwertmesser wie Dreheisen- und Hitzdrahtinstrumente eignen. Zur Messung der Gleichwerte (arithmetische Mittelwerte) können Drehspulinstrumente verwendet werden. Effektivwerte und Gleichwerte weichen oft erheblich voneinander ab.

Die Anodenspannungswerte, die in den Daten des Dauerstrichmagnetrons angegeben sind, wurden mit gesiebter Gleichspannung gemessen. Für Messungen am Heizkreis ist zu bemerken:

Die Spannungsmessungen sind unmittelbar an der Röhre durchzuführen. Zur Strommessung sollte ein Effektivwertmesser (Dreheiseninstrument), jedoch kein Gleichrichterinstrument verwendet werden.

### 5.1.1. Spitzenwert des Anodenstromes; Eingangsleistung

Die Messung des Spitzenwertes kann oszillografisch oder über den Umweg einer Spitzenspannungsmessung an einem bekannten Widerstand erfolgen. Eine Schaltung mit zwei Meßbereichen für Spitzenströme bis zu 3 A und 10 A ist in Bild 69 a dargestellt.

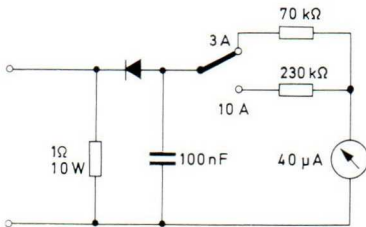


Bild 69 a.  
Spitzenstrom-Meßanordnung

Die Eingangsleistung für ein Dauerstrichmagnetron kann näherungsweise aus dem Ersatzschaltbild (Bild 61) berechnet werden.

Man erhält

$$N_i = U_M \bar{i}_a + R_{M a \text{ eff}} i_a^2.$$

Dieser Ausdruck wurde bereits bei der Berechnung des Wirkungsgrades in Gleichung (17) benutzt. In vielen Fällen kann der zweite Term vernachlässigt werden.

### 5.1.2. Oszillografische Messung

Zur Überprüfung eines Mikrowellengerätes ist es zweckmäßig, die  $I_a, U_a$ -Kennlinie (siehe Bild 58, nur eine Linie  $B = \text{konstant}$ ) zu oszillografieren, da

so leicht erkannt werden kann, wie sich das Magnetron bei verschiedenen Belastungen verhält. Wie in Abschnitt 4.8 dargestellt ist, muß das Moding, der kritische Betriebszustand für das Magnetron, vermieden werden. Bei Moding tritt neben der oszillographierten Arbeitskennlinie eine zweite auf. In der Regel ist dies im Bereich der Kennlinie der Fall, in dem der Magnetronstrom seine Spitzenwerte annimmt. Eine genaue Untersuchung des Belastungszustandes ist dringend erforderlich. In Bild 69 b ist eine Schaltung zur oszillographischen Messung der Magnetronkennlinie dargestellt.

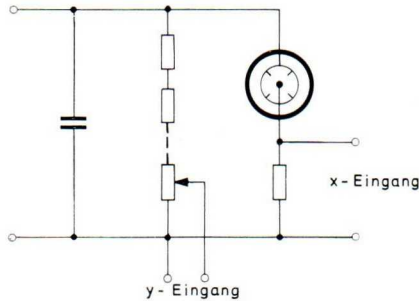


Bild 69b. Schaltung zum Oszillografieren der Arbeitskennlinie eines Magnetrons

## 5.2. Messungen bei niedrigem Leistungsniveau

### 5.2.1. Anpassungsmessungen

Die Anpassungsmessung ist eine Messung des Reflexionsfaktors  $r$  nach Betrag und Phase. Sie kann mit einer Meßanordnung durchgeführt werden, wie sie in Bild 70 dargestellt ist. Diese Messung wird benötigt, um einen Überblick über die verschiedenen Belastungszustände für das Magnetron zu erhalten.

Die Meßanordnung besteht im wesentlichen aus Meßsender, Meßleitung und Sonde, Anzeigegerät und Meßobjekt. Zur Einstellung der gewünschten Anpassungsverhältnisse enthält das Meßobjekt verschiedene Abgleichelemente,

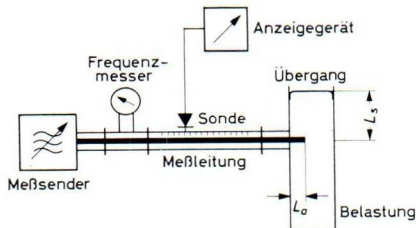


Bild 70. Grundaufbau für Anpassungsmessungen

die z. B. wie in Bild 70 die Kurzschlußlänge  $L_s$  und Antennenlänge  $L_a$  sein können.  $L_s$  und  $L_a$  werden solange verändert, bis die gewünschte Betriebs-einstellung, gegeben durch  $s$  und  $l/\lambda$  in den Magnetrondaten, mit und ohne Belastung über das Frequenzband gewährleistet ist. Die damit festgelegte Phasenlage wird auf der Meßleitung durch den Ort des Spannungsminimums bestimmt. Der Betrag von  $r$  ergibt sich aus dem Quotienten von maximal zu minimal auftretender Sondenspannung:

$$s = \frac{U_{max}}{U_{min}}, \quad r = \frac{s - 1}{s + 1}.$$

Häufig kann auf die Messung der Phase verzichtet werden, z. B. wenn nur kontrolliert werden muß, ob der Betrag  $r$  innerhalb der zulässigen Grenzen bleibt. Diese Messungen können mit einem Richtkoppler einfacher durchgeführt werden, da mit ihm unmittelbar die Amplituden der vor- und rücklaufenden Welle gemessen werden können, aus denen sich durch Quotientenbildung  $r$  ergibt. Diese Quotientenbildung kann durch ein Quotientenmeßwerk ausgeführt werden.

Weiterhin läßt sich unter Verwendung eines Richtkopplers im Zusammenhang mit einem Wobbelmeßsender  $r$  als Funktion der Frequenz schreiben.

### 5.2.2. Die Meßleitung

Eine Meßleitung ist ein Leitungsstück mit zwei Anschlüssen für den Generator und das Meßobjekt, auf dem mit Hilfe einer Sonde die Amplitudenverteilung lückenlos abgetastet werden kann. Bei dem erwähnten Meßaufbau (Bild 70) geschieht dies mit einer längs der Meßleitung verschiebbaren Sonde. Der Aufbau der Meßleitung richtet sich nach dem verwendeten Frequenzbereich und den gewählten Leitungsquerschnitten. Für Frequenzbereiche bis zu einigen GHz werden gewöhnlich Koaxialleitungen sowie auch Parallelplattenleitungen, zum Teil auch Doppelleitungen, benutzt. Für höchste Frequenzen von 2 bis 3 GHz aufwärts werden Hohlleiter-Meßleitungen eingesetzt.

Aus Hohlleitern aufgebaute Meßleitungen können nur im Frequenzbereich des Hohlleiters eingesetzt werden. Der Frequenzbereich von Koaxialleitungs- und Doppelleitungs-Meßleitungen ist nach oben durch auftretende Hohlleiterwellen, nach unten durch zunehmende Unhandlichkeit (Länge, Gewicht) begrenzt. Bei Messungen an den in diesem Heft beschriebenen Mikrowellenanlagen werden drei verschiedene Meßleitungsausführungen für die Hohlleiter R 26 und F'26 sowie für die Koaxialleitung 16/39 benötigt.

Zahlreiche Meßleitungstypen enthalten einen Längsschlitz, in dem die Sonde entlanggeführt werden kann. Die Sonde ist auf einem längs der Meßleitung verschiebbaren Sondenschlitten angebracht, ihre Eintauchtiefe ist einstellbar, damit die Belastung der Leitung möglichst gering gehalten werden kann.

Die bei Meßleitungen auftretenden Meßfehler haben hauptsächlich zwei Ursachen: Die eine Fehlerquelle steht im Zusammenhang mit der Ankopplung der Sonde, die zweite Fehlerquelle mit dem Aufbau der Leitung, z. B. Exzentrizität bei Koaxialleitungen, Fehler an den beidseitigen Anschlüssen, Auswirkungen des Schlitzes und der Stützen und Änderungen der Leiterdurchmesser. Durch diese Fehlerquellen kann der Amplitudenverlauf auf der Meßleitung von dem auf einer ungestörten Leitung abweichen.

Als Ankopplungseinfluß wirkt sich besonders der endliche Eingangswiderstand der Sonde und die Kapazität zwischen der Sonde und dem Innenleiter bei Koaxialleitungen aus. Es können bei einer kapazitiven Sonde schon Abstandsschwankungen von wenigen  $\frac{1}{10}$  mm zwischen Innenleiter und Sonde Meßfehler von mehreren Prozent verursachen. Die Führung des Schlittens muß also mechanisch sehr präzise sein.

Man kann den Eingangswiderstand der Sonde groß und damit seinen Einfluß klein halten, wenn man als Indikator einen Schwingkreis benutzt, an den der Gleichrichter angekoppelt wird. Weiterhin kann die Empfindlichkeit verbessert werden, wenn man statt des Gleichrichters das Ausgangssignal der Sonde auf einen Meßempfänger gibt. Mit Hilfe von Meßleitungen sind Anpassungsmessungen hoher Genauigkeit möglich.

Im Handel befindet sich zur Zeit eine große Anzahl verschiedener Sondentypen zum Abtasten der Welle in der Meßleitung: aperiodische Sonden, Resonanzsonden mit und ohne Diode. Eine robuste und einfache diodenbestückte Breitbandsonde wird im folgenden beschrieben.

Bild 71 zeigt eine erprobte Ausführung mit der Diode 1 N 21 B oder 1 N 23 B (Teil 13). Schon bei einer Meßsenderleistung von 1 mW erhält man mit ihr selbst bei schwacher Kopplung ausreichende Gleichspannungswerte (Messung mit einem Röhrenvoltmeter im 1 mV-Bereich).

Die Sonde ist koaxial aufgebaut. Der Katodenanschluß der Diode ist über einen als graphitierte Scheibe (6) ausgeführten Widerstand (150 bis 500  $\Omega$ ) mit der Fassung verbunden. Dieser Widerstand dient zur Unterdrückung etwaiger Resonanzerscheinungen; außerdem wird über ihn der Gleichstromweg geschlossen. Die isolierte Metallhülse der Diode und die umgebende Metallwand bilden einen Kondensator, der sich im Betrieb etwa auf den Scheitelwert der HF-Spannung auflädt.

In den Gleichstromteil der Meßanordnung darf keine HF-Energie eindringen; die Meßergebnisse könnten sonst erheblich verfälscht werden. Das Übergreifen von HF-Energie über die Diode hinaus wird auf folgende Weise verhindert: Die vom Antennenstift abgegriffene HF-Spannung erreicht zunächst die Dämpfungsscheibe (6). Hier wird ein Teil der Spannung reflektiert und ein weiterer Teil im Widerstand absorbiert; der Rest erreicht schließlich die von der Diodenhülse und der Halterung gebildete Koaxialleitung. Deren Wellenwiderstand ist so niedrig, daß sich eine fast vollständige Reflexion ergibt. Die Schraubenfeder, über die der gleichgerichtete Strom fließt, wirkt

als Induktivität; sie bildet zusammen mit den Kapazitäten zwischen Innen- und Außenleiter einen sehr wirksamen, breitbandigen Tiefpaß. Eine zusätzliche Sicherheit geben die Durchmessersprungstellen in der Sonde, an denen jeweils eine Reflexion stattfindet. Wenn allerdings beim Übergang zu immer höheren Frequenzen die Länge der Leitungsabschnitte in die Größenordnung von Viertel-Wellenlängen kommt, ergeben sich Resonanzerscheinungen; hierdurch ist die obere Grenze des Frequenzbereiches bedingt, in dem die Sonde verwendbar ist.

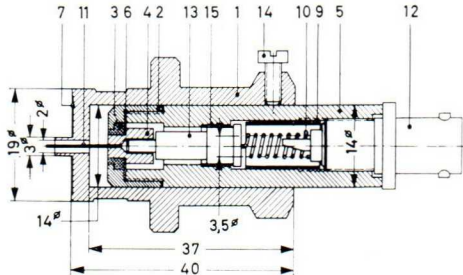


Bild 71. Breitbandsonde zur Messung bei kleinen Leistungen

- 1 Fassung (Ms 58)
  - 2 Kappe (Ms 58)
  - 3 Isolierscheibe (Teflon)
  - 4 Kontaktstück (Ms 58)
  - 5 Hülse (Ms 58)
  - 6 Dämpfungsfolie I (mittelstarker Zeichenkarton, beidseitig graphitiert)
  - 7 Dämpfungsfolie II (mittelstarker Zeichenkarton, einseitig graphitiert)
  - 9 Isolation (Isolierschlauch)
  - 10 Druckfeder (Federstahldraht IV, DIN 2076, 0,5  $\phi$ , ca. 100 mm lang)
  - 11 Antennenstift (Stahldraht; 0,5  $\times$  13)
  - 12 BNC-Connector
  - 13 Diode (1 N 21 B oder 1 N 23 B)
  - 14 Zyl.-Schraube M 3  $\times$  7
  - 15 Isolierung (Tesafilm)
- Teil 7 mit Teil 1 verklebt; Graphitschicht innen  
Teil 11 mit Teil 4 weich verlötet

Zur Ausführung der in Bild 71 abgebildeten Sonde ist noch folgendes zu sagen: Die Hülse (5) läßt sich in der Sondenfassung (1) verschieben; hierdurch läßt sich die Eintauchtiefe des Antennenstiftes der durch die Meßleitung fließenden Leistung anpassen. Zur Gleichspannungsabnahme dient ein koaxialer BNC-Connector (Typ 31-102 der Firma Amphenol, BNC 5963 der Firma Spinner oder EF 031/50 der Firma Haerberlein), der mit dem zugehörigen Koaxialkabel äußere Störfelder vom Gleichspannungskreis fernhält (BNC-Kabelstecker 31-002; Kabel: RG 58/U, RG-58 A/V, RG-58 B/U, RG-58 C/U oder ähnliche, doppelt abgeschirmte Kabel der Firma Amphenol). Die Sondenfassung (1) hat einen Einsatzdurchmesser von 19 mm und paßt somit in die Einsatzöffnungen der meisten Meßleitungen mit auswechselbaren Sonden.

### 5.2.3. Der Richtkoppler

Ein Richtkoppler ist ein Bauelement, das die gleichzeitige Messung von hin- und rücklaufenden Wellen ermöglicht. Er besteht aus einer Haupt- und einer Nebenleitung mit je zwei Anschlüssen.

Befinden sich vor- und rücklaufende Wellen auf der Hauptleitung, so ist die an einem Ende der Nebenleitung auftretende Leistung proportional zu der Leistung der auf der Hauptleitung hinlaufenden Welle, die am anderen Nebenleitungsende erscheinende Leistung proportional der in der Hauptleitung rücklaufenden Welle. Das gleiche gilt auch für die Amplituden, da der Wellenwiderstand konstant ist.

Als einfaches Beispiel betrachten wir einen Richtkoppler, der aus Hohlleitern aufgebaut ist (Bild 72). Die Hauptleitung (untere Leitung) und Nebenleitung sind durch zwei Koppelleitungen im Abstand von  $\lambda/4$  verbunden. Die Nebenleitung ist an beiden Seiten reflexionsfrei abgeschlossen. Wir nehmen ferner an, daß die Kopplung entweder rein induktiv oder rein kapazitiv wirkt.

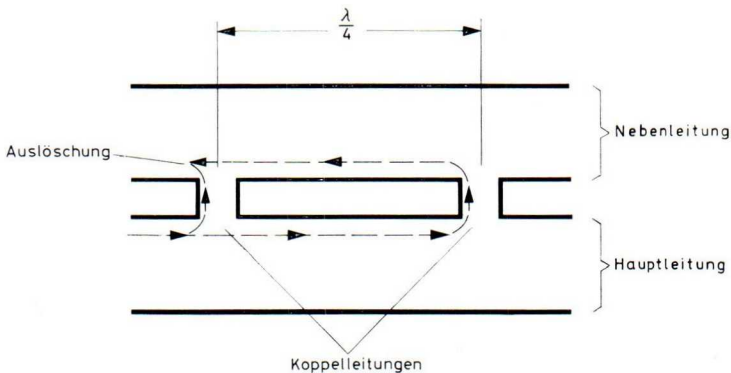


Bild 72. Schema zur Erklärung der Wirkungsweise eines Richtkopplers.  
Gestrichelte Wege: Gangunterschied beider Teilwellen beträgt  $\lambda/2$  bei Auslöschung

Läuft in der Hauptleitung eine Welle von links nach rechts, so gelangt an den Koppelstellen ein bestimmter Bruchteil dieser Welle in die Nebenleitung. Dort entstehen Wellen, die von den beiden Koppelstellen aus nach beiden Seiten laufen. Die beiden in der Nebenleitung zum linken Anschluß laufenden Wellen löschen sich gegenseitig aus, weil ihr Gangunterschied wegen des zweimaligen Durchlaufens der  $\lambda/4$ -Strecke gerade  $\lambda/2$  beträgt. (Dieser Fall ist mit den gestrichelt eingezeichneten Pfeilen verdeutlicht.) Die in Richtung zum rechten Anschluß laufenden Wellen addieren sich, ihr Gangunterschied ist praktisch gleich Null.

Die Eigenschaften eines Richtkopplers werden durch zwei Kenngrößen, die Koppeldämpfung

$$a_k = 10 \lg \frac{P_B}{P_H} \quad [\text{in dB}]$$

und die Richtdämpfung

$$a_r = 10 \lg \frac{P_A}{P_B} \quad [\text{in dB}]$$

beschrieben.

Die Koppeldämpfung beschreibt die in der Nebenleitung in der gewünschten Richtung fließende Leistung  $P_B$  im Vergleich zu der in der Hauptleitung fließenden Leistung  $P_H$ . Die Richtdämpfung ist ein Maß für die in der Nebenleitung bei reflexionsfreiem Abschluß der Ausgänge in die falsche Richtung (zum linken Ausgang) fließende Leistung  $P_A$ , bezogen auf die zum rechten Ausgang fließende Leistung  $P_B$ . Die Richtdämpfung legt die Genauigkeit fest, mit der kleine Reflexionsfaktoren am rechten Ausgang der Hauptleitung gemessen werden können.

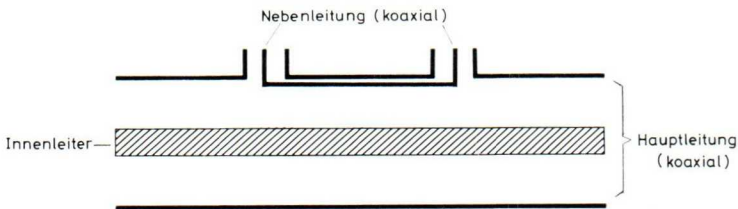


Bild 73. Prinzipaufbau eines koaxial ausgeführten Richtkopplers. Das im Zeichnungsanhang gebrachte Entwicklungsmuster eines Doppelrichtkopplers ist nach diesem Prinzip aufgebaut. Die Länge des Streifens im Versuchsaufbau (Nebenleitung) beträgt  $\lambda/4$ .

Ein Richtkoppler, der in koaxialer Ausführung häufig eingesetzt wird, hat im Prinzip den in Bild 73 gezeigten Aufbau. Das Auskoppellement besteht aus einem angepaßten homogenen Leitungsstück, einer schmalen Streifenleitung, die unmittelbar vor dem Außenleiter angebracht und reflexionsfrei abgeschlossen ist. Mit einem derartigen Richtkoppler können Richtdämpfungen von ca. 50 dB und Koppeldämpfungen von etwa 25 dB erzielt werden. Ein solcher Richtkoppler arbeitet mit gemischter kapazitiv-induktiver Teilkopplung. Das elektrische Feld und das magnetische Feld der Welle auf der Hauptleitung erzeugen Teilwellen auf der Nebenleitung, die sich gegenseitig überlagern.

Das magnetische Feld erzeugt an den Enden der Nebenleitung zwei entgegengesetzt gerichtete Teilwellen. Bei geeigneter Wahl der Kopplung zwischen Nebenleitung und Hauptleitung kann man erreichen, daß sich je nach



Richtung der Welle in der Hauptleitung die vom elektrischen und magnetischen Feld übergekoppelten Teilwellen auf dem einen oder anderen Ende der Nebenleitung aufheben.

Entsprechend seiner Orientierung kann man einem Nebenleitungsanschluß des Richtkopplers ein der vorlaufenden oder rücklaufenden Welle entsprechendes Signal entnehmen.

Um Anpassungsschwierigkeiten mit den anzuschließenden Meßgeräten zu vermeiden, verwendet man häufig Doppelrichtkoppler; diese enthalten zwei identische, gegenüberliegende Nebenleitungen. In den Zeichnungssätzen ist ein koaxial aufgebauter Doppelrichtkoppler für den Querschnitt 16/39 angegeben.

#### 5.2.4. Vierpolmessungen an Mikrowellenanlagen

Zur Beurteilung von Mikrowellenbauelementen und Durchlaufanlagen benötigt man die Kenntnis zweier Größen:

1. die Transformationszahl  $k$
2. die Verlustdämpfung  $a$

##### 5.2.4.1. Messung der Transformationszahl

Die Transformationszahl  $k$  beschreibt die Transformationseigenschaften eines Vierpols, beispielsweise eines zwischen zwei Hohlleiterzügen geschalteten Bogens. Zur Erläuterung ist in Bild 74 ein Transformationsvierpol mit homogenem Ein- und Ausgang dargestellt.

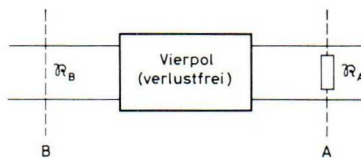


Bild 74. Transformationsvierpol mit Transformatorenden in den Ebenen A und B

Der Weißflochsche Transformatorsatz besagt u. a.: Bei einem beliebigen, verlustlosen Vierpol, an dessen Enden beliebige homogene Leitungen anschließen, gibt es bestimmte Stellen A und B derart, daß der Vierpol zwischen A und B die Eigenschaften eines idealen Transformators hat, d. h., daß der Widerstand an der Ebene A als Widerstand  $k \cdot R_A = R_B$  an der Ebene B erscheint. Dabei ist  $k$  die Transformationszahl.

Die in Bild 75 dargestellte Meßanordnung zur Messung der Transformationszahl stellt eine Erweiterung des Grundaufbaues für Anpassungsmessungen

(Bild 70) dar. Das zweite Ende des Meßobjektes ist mit einer Reaktanzleitung, d. h. einer Leitung mit verschiebbarem Kurzschluß versehen. Die Länge  $l_k$  gibt die Lage des Kurzschlußschiebers an. Die Länge  $l_l$  bezeichnet die Lage des Stehwellenminimums auf der Meßleitung. Bei dem im folgenden beschriebenen Meßverfahren muß die Zählrichtung der Länge  $l_k$  entgegengesetzt zur Zählrichtung der Länge  $l_l$  gewählt werden, d. h. wird  $l_k$  nach rechts gezählt, so muß die Länge  $l_l$  nach links gezählt werden. Das Meßverfahren ist in der Literatur als Spannungsknotenverschiebungsmethode beschrieben.

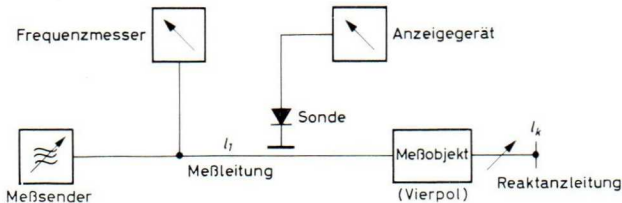


Bild 75. Meßanordnung mit Reaktanzleitung

**5.2.4.1.1. Meßvorschrift**

1.  $l_k$ -Werte innerhalb  $\lambda/2$ -Bereich vorgeben.
2. Zugehörige  $l_l$ -Werte aufsuchen.
3.  $l_l + l_k$  als Funktion von  $l_k$  auftragen.

Man erhält eine Kurve, deren typischer Verlauf in Bild 76 dargestellt ist. Die Differenz  $\Delta l$  zwischen dem Maximal- und Minimalwert der Funktion  $l_l + l_k = f(l_k)$  dient zur Berechnung der Zahl  $k$ .

4.  $k$  berechnen:

Für kleine Werte  $\left(2\pi \cdot \frac{\Delta l}{\lambda} < 0,1\right)$  gilt folgende Näherung für  $k$ :

$$k = 1 + 2\pi \frac{\Delta l}{\lambda}$$

Für  $2\pi \cdot \frac{\Delta l}{\lambda} > 0,1$  muß  $k$  aus der Gleichung

$$\sqrt{k} = \frac{1 + \sin \pi \frac{\Delta l}{\lambda}}{\cos \pi \frac{\Delta l}{\lambda}}$$

bestimmt werden, die für häufige Messungen zweckmäßig grafisch dargestellt wird.

Wenn der Vierpol reflexionsfrei ist, dann erhält man bei einer Änderung der Länge  $l_k$  durch Verschieben des Kurzschlußschiebers eine gleiche Änderung

der Minimauslage  $l_l$  auf der Meßleitung. Bei reflexionsbehafteten Vierpolen dagegen entsprechen gleiche Änderungen von  $l_k$  verschiedenen Änderungen der Länge  $l_l$ .

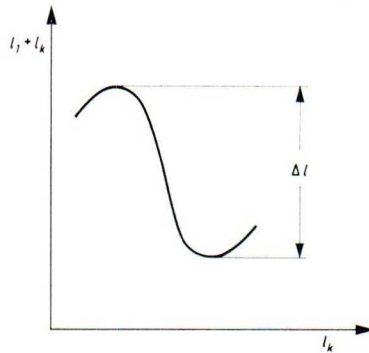


Bild 76. Typischer Verlauf der Meßkurve zum Spannungsknotenverschiebungsverfahren

#### 5.2.4.2. Messung der Verlustdämpfung

Durch Dämpfungsmessungen können zwei wichtige Aussagen gewonnen werden:

1. Bestimmung der Eigenverluste der Mikrowellenanlage,
2. Bestimmung der Verlustdämpfung, also der Eigenschaft des Gutes, Energie aufzunehmen.

Die Verlustdämpfung des Gutes ist für die Wahl der Anlagenlänge entscheidend. Die Dämpfungsmessungen können ebenfalls mit der in Bild 75 gezeigten Anordnung ausgeführt werden. Das Meßobjekt kann beispielsweise ein Bauelement oder ein mit Erwärmungsgut beschickter Hohlleiter sein.

Zur Beschreibung von Vierpolen verwendet man im allgemeinen die Stromspannungsmatrizen. Sie werden den Vierpolgleichungen, bei denen Ströme und Spannungen in Beziehungen gesetzt sind, entnommen. In der Technik hoher Frequenzen ist die Strommessung problematisch. Man unterscheidet daher vielmehr ein- und auslaufende, stehende und reflektierte Wellen. Setzt man beim Vierpol die Wellengrößen, d. h. Spannungen oder Ströme oder andere normierte gleichartige Größen der ein- und austretenden Wellen in Beziehungen zueinander, dann erhält man die Wellengleichungen. Ihre Koeffizienten bilden die Wellenmatrizen. Es gilt: Die Wellengrößen der in den Vierpol hineintretenden Wellen seien  $a_1, a_2$ . Die Größen der heraustretenden Wellen seien  $b_1, b_2$ . Zwischen den Größen herrschen lineare Beziehungen, so daß die austretenden  $b_1, b_2$ -Wellen als lineare Funktion der eintretenden

$a_1, a_2$ -Wellen angeschrieben werden (Bild 77)

$$b_1 = S_{11} a_1 + S_{12} a_2,$$

$$b_2 = S_{21} a_1 + S_{22} a_2.$$

Die Koeffizienten werden in der Streumatrix zusammengefaßt

$$S = \begin{pmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{pmatrix}$$

Um die ein- und austretenden Wellen zu unterscheiden, muß der Vierpol mit seinen beiden Seiten in homogene Leitungen übergehen. Die Koeffizienten der Streumatrix sind komplexe Größen, die man nach Betrag und Winkel bestimmen muß. Interessieren nur die Absolutwerte, kann die Messung mit dem Reflektometer durchgeführt werden.



Bild 77. Vierpol mit ein- und auslaufenden Wellen

#### 5.2.4.2.1. Meßvorschrift

1. Einstellung von vier im Abstand  $\lambda/8$  liegenden  $l_k$ -Werten.
2. Bestimmung der zugehörigen Minimumlängen  $l_i$  und des jeweiligen Reflexionsfaktors  $r$ .
3. Die vier Meßpunkte ergeben einen Kreis (s. Lit. [62, 63]). Die  $S_{ik}$ -Werte werden geometrisch bestimmt.
4. Dämpfung:

Aus den  $S_{ik}$ -Werten der Streumatrix ergibt sich nach der Gleichung

$$\alpha = \frac{|S_{12}|^2}{1 - |S_{11}|^2}, \quad a/\text{dB} = -10 \lg \alpha$$

die Dämpfung des Vierpols.

In vielen praktischen Fällen liegt ein symmetrischer Vierpol vor ( $|S_{11}| = |S_{22}|$ ). Dann entspricht der Radius des Kreises direkt dem Dämpfungswert  $\alpha$ . Dieses Verfahren ist in der Literatur von Deschamps angegeben worden. Als Richtwert für die Dämpfung in einer industriellen Mikrowellendurchlaufanlage ist mehr als 10 dB anzustreben. Bei 10 dB werden 90% der vom Magnetron abgegebenen Leistung im Gut abgebaut.

#### 5.2.5. Meßgeräte und Zubehör

Die folgende Übersicht enthält eine Zusammenstellung von Geräten, mit deren Hilfe die Messungen bei niedrigem Leistungsniveau durchgeführt werden können.

1. Meßsender (eventuell mit Wobblung und Rechteckmodulation)  
(Frequenzbereich 2 400 bis 2 500 MHz)
2. Anzeigegeräte (Frequenzbereich 2 400 bis 2 500 MHz):  
Stehwellenanzeiger oder  
Ratiometer oder  
Meßempfänger
3. Meßleitungen  
(Querschnitte: R 26, F'26, 16/39)
4. Sonden
5. Richtkoppler  
(Querschnitte: R 26, F'26, 16/39)
6. Dämpfungsglieder  
(Querschnitte: R 26, F'26, 16/39)
7. Kabel und Verbindungen
8. Abschlußwiderstände, reflexionsfrei  
(Querschnitte: R 26, F'26, 16/39)
9. Kurzschlüsse, Reaktanzleitungen  
(Querschnitte: R 26, F'26, 16/39)
10. Frequenzmesser (passive)

### 5.3. Messungen bei hohem Leistungsniveau

Messungen bei niedrigem Leistungsniveau können kein ganz vollständiges Bild von dem zu erwartenden Betriebsverhalten der gesamten Anordnung geben. Das Generatordiagramm in den Datenblättern mit den darin gebrachten Leistungsangaben enthält Mittelwerte und kann nicht die unvermeidlichen Fertigungsstreuungen berücksichtigen. Die Meßanordnung unterscheidet sich von der in Bild 70 nur dadurch, daß sich anstelle des Meßsenders das Magnetron befindet. Um mit ausreichender Genauigkeit bei hohen Leistungen zu messen, wurde eine Dämpfungssonde entwickelt.

Die in Bild 78 gezeigte Dämpfungssonde kann zusammen mit einem ungeeichten Voltmeter verwendet werden; die Diodenkennlinie hat keinen Einfluß auf die Meßgenauigkeit, da bei allen Messungen der gleiche Sondenstrom eingestellt wird. Im Prinzip handelt es sich um eine Sonde mit einem einstellbaren Dämpfungsglied zwischen Meßleitung und Diode. Das Dämpfungsglied besteht aus einem zylindrischen Rohr, in dem das angeregte Wechselfeld exponentiell gedämpft wird. Einer Längenänderung um feste Beträge entspricht eine Dämpfungsänderung ebenfalls um gleichbleibende Werte. Die Frequenzabhängigkeit der Dämpfung ist bei zweckmäßiger Auslegung der Sonde verhältnismäßig gering.

Die Messung geht bei Verwendung dieser Sonde so vor sich: Bei beliebiger Länge der Dämpfungsstrecke wird ein Minimum aufgesucht und die Meßanzeige notiert. Sodann verschiebt man die Sonde, bis die Anzeige ein Maximum wird. Hierauf wird die Dämpfungsstrecke verlängert, bis sich der im Minimum angezeigte Meßwert wieder einstellt. Die Verlängerung kann unmittelbar abgelesen werden; ihr entspricht eine bestimmte Dämpfung, die sich auch als Welligkeitsfaktor  $s$  ausdrücken läßt. Eine Verschiebung von 10 mm entspricht einem Welligkeitsfaktor  $s = 10$ .

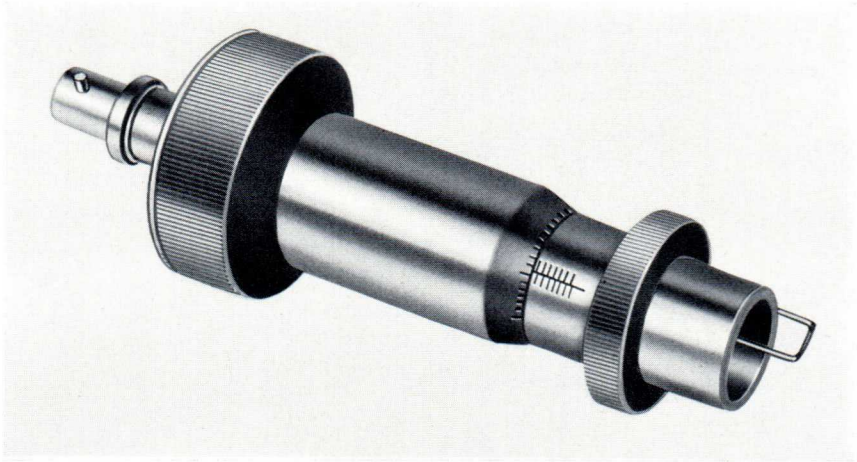


Bild 78 a. Dämpfungssonde

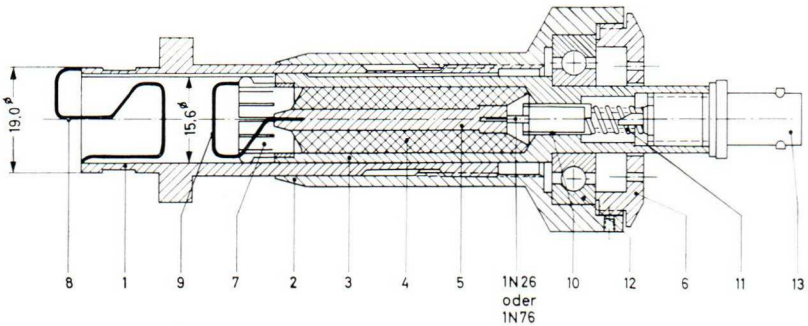


Bild 78 b. Querschnitt der Dämpfungssonde

- |                               |                            |
|-------------------------------|----------------------------|
| 1 Sondenrohr                  | 8 S-Schleife               |
| 2 Mikrometer-Tubus            | 9 Koppelschleife           |
| 3 Diodenfassung               | 10 Isolation II            |
| 4 Isolation I                 | 11 Druckfeder              |
| 5 Innenleiter                 | 12 Kugellager (SKF 161 01) |
| 6 Deckel                      | 13 BNC-Connector           |
| 7 Kontaktfeder (Lamellenring) |                            |

Bild 78 b zeigt einen Querschnitt durch eine Dämpfungssonde, wie sie als Laboratoriumsmuster ausgeführt und erprobt wurde. Im Sondenrohr (1) wird die Diodenfassung (3) mittels eines Mikrometer-Tubus (2) verschoben. Der Lamellenring (7) bewirkt einen guten Kontakt zwischen Sondenrohr und Fassung. Um die Feldverzerrung am Eingang des Sondenrohrs auf eine möglichst kurze Strecke zu begrenzen, erfolgt die Ankopplung an die Meßleitung über eine S-förmige Schleife, die sich in der gleichen Ebene wie die Dioden-Koppelschleife befindet. Die S-Schleife regt ausschließlich das erwünschte  $H_{11}$ -Feld an, so daß gegenüber anderen möglichen Koppelanordnungen nur geringe Feldverzerrungen am Eingang des Dämpfungsrohrs auftreten; die Sonde weist deshalb eine hohe Empfindlichkeit bei geringen Meßfehlern auf. Im Frequenzband 2,35 bis 2,5 GHz konnten durch Vergleichsmessungen mit einer geeichten Breitbandsonde keine Fehler nachgewiesen werden. Das Übergreifen des HF-Feldes auf die Zuleitung zum Gleichspannungsmeßgerät wird durch ähnliche Maßnahmen wie bei der vorher beschriebenen Breitbandsonde verhindert. Die Überlastungsgefahr ist bei der Dämpfungssonde geringer als bei anderen Sondentypen, wenn man mit Hilfe des variablen Dämpfungsgliedes die Sonde vor jeder Messung auf geringe Empfindlichkeit einstellt.

### 5.3.1. Kalorimetrische Leistungsmessung

Im Bereich der Dezimeter- und Zentimeterwellen wird die in Wärme umgesetzte HF-Leistung, sofern sie etwa 10 W übersteigt, kalorimetrisch ermittelt. Man benutzt dazu eine Wasserlast, bestimmt die Wassereintritts- und Wasseraustrittstemperatur sowie die Durchflußgeschwindigkeit und erhält die in Wärme umgesetzte HF-Leistung nach der Gleichung

$$\frac{P}{W} = \frac{1}{14,34} \cdot \frac{q}{\text{cm}^3/\text{min}} \cdot \frac{\Delta\theta}{\text{grd}} \cdot \frac{\rho}{\text{g/cm}^3} \cdot \frac{c_p}{\text{cal/g grd}}$$

In dieser Gleichung ist

- $q$  die Durchsatzmenge des Wassers,
- $\Delta\theta$  die Differenz zwischen Eintritts- und Austrittstemperatur,
- $\rho$  die Dichte des Wassers und
- $c_p$  die spezifische Wärme des Wassers.

Die Dichte und die spezifische Wärme des Wassers sind zwar temperaturabhängig; die Vernachlässigung dieser Abhängigkeit verursacht jedoch keinen nennenswerten Fehler. Da auch die Temperaturdifferenz mit nur kleinen Fehlern bestimmt werden kann, hängt die Genauigkeit der Leistungsmessung im wesentlichen von der Genauigkeit ab, mit der die Durchsatzmenge bestimmt wird.

Die Messung der Durchsatzmenge erfolgt gewöhnlich mit Meßglas und Stoppuhr (bei konstanter Geschwindigkeit) oder mit einem geeichten Durchfluß-

messer. Im ersten Fall wird die Auswertung der Ergebnisse besonders einfach, wenn man diejenige Wassermenge  $q'$  in  $\text{cm}^3$  mißt, die in 41,8 s durchströmt. Man erhält dann nämlich nach obiger Gleichung

$$\frac{P}{W} = 0,1 \cdot \frac{q'}{\text{cm}^3/41,8 \text{ s}} \cdot \frac{\Delta t}{\text{grad}}.$$

Wird ein Durchflußmesser verwendet, so ist es zweckmäßig, ihn in  $W/\text{grad}$  zu eichen. Man braucht den angezeigten Wert dann nur noch mit der Temperaturdifferenz zu multiplizieren, um die Leistung in Watt zu erhalten. In Fällen, in denen die Temperaturabhängigkeit die Anzeige beeinflusst, muß sie gegebenenfalls durch Hinzuziehen von Korrekturtafeln berücksichtigt werden.

Bei Garräumen interessiert zusätzlich die Energieverteilung. Eine einfache quantitative Methode, sie zu bestimmen, besteht darin, mehrere abgeteilte Wasserschalen in der interessierenden Ebene aufzustellen und die Temperaturdifferenzen nach erfolgter Bestrahlung zu messen. Zweckmäßig ist es, die Thermometer (Maximumthermometer) an einem gemeinsamen Träger zu befestigen, damit sie gleichzeitig eingetaucht werden können. Um Fehler zu vermeiden, muß ihre Wärmekapazität klein gegen die der Wassermenge sein. Das Prinzip ist in Bild 79 erläutert. Bei einem abgewandelten Verfahren können anstelle der Thermometer NTC-Widerstände als Temperaturfühler verwendet werden. Die NTC-Widerstände werden von einem Schrittschaltwerk nacheinander an eine Meßbrücke geschaltet und die Ausgangswerte über einen Gleichstromverstärker auf einem X, Y - Schreiber zur Anzeige gebracht.

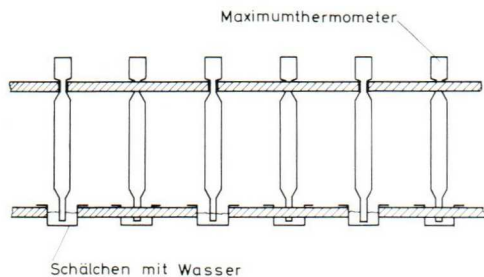


Bild 79. Kalorimetrische Leistungsmessung an einem Garraum. Die Thermometer (Maximumthermometer) sind zweckmäßig an einem gemeinsamen Träger befestigt.

Um einen qualitativen Überblick zu erhalten, genügt es, ein mit wässrigem Kobaltchlorid getränktes Papierblatt in der zu untersuchenden Garraumebene zu befestigen. Nach der Behandlung tritt an den trockneren Stellen des Blattes ein Farbumschlag von rot nach blau auf. In der Laboratoriumspraxis wird vielfach ein wärmeempfindliches Papier verwendet.



## 6. Stör- und Streustrahlung

### 6.1. Streustrahlung

Unter Streustrahlung versteht man die außerhalb der Mikrowellenanlage auftretende HF-Strahlung. Die Streustrahlung muß unter einer Schwelle gehalten werden, unter der sie medizinisch unbedenklich ist. Richtwerte sind Leistungsdichten von  $4 \text{ mW/cm}^2$  bei Ganzbestrahlung und  $10 \text{ mW/cm}^2$  bei teilweiser Bestrahlung der Körperoberfläche eines Menschen.

Besonderes Augenmerk sollte vor allem bei Mikrowellenherden auf die für Mikrowellen abgedichtete Garraumtür und die übrigen Öffnungen gerichtet werden: Einwandfreies Funktionieren der  $\lambda/4$ -Taschen bzw. ausreichender Kontaktdruck bei Scharnieren und bei Kontaktverschlüssen, einwandfreie Belüftungsschlitze.

Bei Hohlleiteranlagen zur Behandlung von Folien muß darauf geachtet werden, daß die Abstrahlung aus den Längsschlitzen der Hohlleiter unter dem genannten Schwellenwert gehalten wird. Bei Mikrowellendurchlauföfen muß die Strahlung aus dem Ein- und Auslaufkanal berücksichtigt werden.

Zur genauen Bestimmung der Streustrahlung kann mit Hilfe eines Exponentialtrichters das Streufeld erfaßt und über einen Verstärker ein Anzeigergerät angesteuert werden [79]. Auf dem Markt werden inzwischen Strahlungsmeß- und -anzeigergeräte angeboten. Eine vorionisierte Glimmlampe kann zum Nachweis kleiner Energiedichten verwendet werden (Neon-Indikatorröhre Typ 4662).

### 6.2. Störstrahlung

Für alle Hochfrequenzgeräte gibt es internationale Empfehlungen; ferner gelten nationale Bestimmungen, die die zulässigen Grenzwerte für Funkstörungen außerhalb der in der Einleitung genannten Frequenzbänder festlegen [78].

Die beim Betrieb eines Magnetrons auftretenden Schwingungen können sich teils über die Netzzuleitung ausbreiten, teils von Öffnungen und Fugen im Gehäuse abgestrahlt werden. Man muß daher einmal Störspannungsmessungen auf der Netzzuleitung und zum anderen Messungen der Störfeldstärke vornehmen. Zur Unterdrückung der Störfeldstärke kann der Abschirmtopf TE 1070 eingesetzt werden. Genauere Einzelangaben über die Meßverfahren, die zulässigen Werte und Hinweise für die Entstörung findet man in den einschlägigen VDE-Vorschriften (insbesondere VDE 0871, 0874, 0875, 0876, 0877).

Werden Geräte in größeren Stückzahlen gebaut, z. B. Mikrowellenherde, empfiehlt es sich, in einer Serienprüfung eine FTZ-Nummer zu beantragen.

Einzelne Anlagen bzw. Anlagen, die durch Hintereinanderschaltung mehrerer Baugruppen entstehen, werden am Aufstellungsort einer Einzelprüfung unterzogen.

## Anhang I

### Vereinfachte Beschreibung des Wechselwirkungsraumes zwischen Anode und Katode eines Magnetrons

In Abschnitt 4.4 wurde der Wechselwirkungsraum zwischen der Magnetronanode und -katode bereits qualitativ beschrieben; im folgenden soll zur weiteren Erklärung eine relativ geschlossene, jedoch stark vereinfachte Darstellung gebracht werden. Für genauere und ausführlichere Beschreibungen sei auf die Literatur verwiesen.

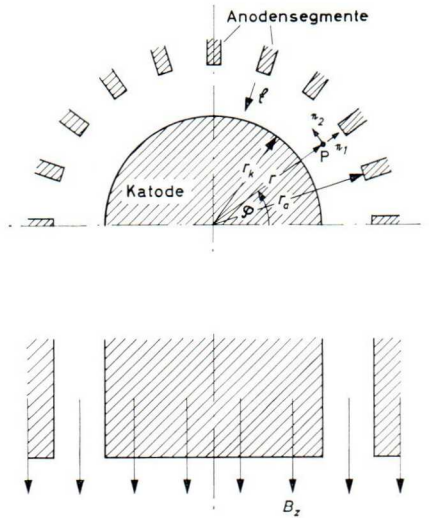


Bild 80. Feldgrößen und Richtungen sowie Bezeichnungen für die Beschreibung der Vorgänge im Wechselwirkungsraum

Die Gleichungen werden zweckmäßig in Polarkoordinaten geschrieben.

Die Geschwindigkeit  $v$  und die Beschleunigung  $w$  eines Punktes P, der sich in einer Ebene auf beliebigen Bahnkurven bewegt, lassen sich in Polarkoordinaten wie folgt angeben:

Geschwindigkeit:

$$v = \dot{r} e_1 + r \dot{\varphi} e_2 = v_r e_1 + v_\varphi e_2.$$

Beschleunigung:

$$\mathbf{w} = (\ddot{r} - r\dot{\varphi}^2) \mathbf{e}_1 + (r\ddot{\varphi} + 2\dot{r}\dot{\varphi}) \mathbf{e}_2.$$

Darin sind  $r$  und  $\varphi$  die Koordinaten des Punktes P (vgl. Bild 80),  $\mathbf{e}_1$  und  $\mathbf{e}_2$  die Einheitsvektoren in radialer und tangentialer Richtung; der Punkt über den Formelzeichen deutet die Differentiation nach der Zeit an.

Auf ein bewegtes Elektron mit der Masse  $m$  und der Ladung  $-e$  wirkt unter dem Einfluß der elektrischen Feldstärke  $\mathfrak{E}$  und der magnetischen Induktion  $\mathfrak{B}$  eine Kraft

$$m \cdot \mathbf{w} = -e (\mathfrak{E} + \mathbf{v} \times \mathfrak{B}).$$

Man erhält die Komponenten der Kraft, unter deren Einfluß sich ein Elektron bewegt, wenn es in einem Magnetron nach Bild 80 der Radialkomponente  $-E_r$  und der Längskomponente  $B_z$  ausgesetzt ist

$$m (\ddot{r} - r\dot{\varphi}^2) = e (E_r - r\dot{\varphi} B_z).$$

Tangentialkraft:

$$m (r\ddot{\varphi} + 2\dot{r}\dot{\varphi}) = e r B_z.$$

Durch Integration der letzten Gleichung (Anfangsbedingung:  $\dot{\varphi} = 0$  für  $r = r_k$ ) erhält man die Winkelgeschwindigkeit des Elektrons im elektrischen und magnetischen Gleichfeld des Magnetrons

$$\dot{\varphi} = \frac{e}{2m} B_z \left\{ 1 - \frac{r_k^2}{r^2} \right\}.$$

Die Winkelgeschwindigkeit  $\dot{\varphi}$  der Elektronen nimmt also mit wachsender Entfernung von der Katode zu, bis sie gleich der Winkelgeschwindigkeit des umlaufenden HF-Feldes ist. Die Gleichheit möge bei einem Radius  $r_m$  erreicht werden; dann ist

$$\dot{\varphi} = \dot{\varphi}_m = \frac{e}{2m} B_z \left( 1 - \frac{r_k^2}{r_m^2} \right) \quad \text{für } r = r_m \quad (1)$$

und angenähert auch für  $r \geq r_m$ .

Für den  $\pi$ -Modus gilt

$$\dot{\varphi}_m = \omega_m = 2 \frac{\omega_0}{N} \quad \text{für } r \geq r_m. \quad (2)$$

Wie bereits erwähnt, ist  $\omega_0$  hierin die Kreisfrequenz der angeregten HF-Schwingung und  $N$  die Zahl der Resonatoren.

Die kinetische Energie eines Elektrons ist

$$\frac{1}{2} m (v_r^2 + v_\varphi^2) = \frac{1}{2} m \left[ \dot{r}^2 + r^2 \frac{e^2}{4m^2} B_z^2 \left\{ 1 - \frac{r_k^2}{r^2} \right\}^2 \right].$$

$v_r$  und  $v_\varphi$  sind die Radial- und Tangentialkomponente der Geschwindigkeit.

Setzt man in obiger Gleichung  $\dot{r} = 0$  und  $r = r_a$  und nimmt man an, daß die potentielle Energie  $eU_a$  jedes Elektrons vollständig in kinetische Energie umgewandelt wird, so erhält man eine Bestimmungsgleichung für die sogenannte kritische Anodenspannung  $U_{krit}$ , bei der die Elektronen unter dem Einfluß der Gleichfelder die Anode gerade erreichen können. Die Gleichung für  $U_{krit}$  lautet dann

$$U_{krit} = \frac{1}{8} \frac{e}{m} B_z^2 r_a^2 \left\{ 1 - \frac{r_k^2}{r_a^2} \right\}^2 \quad (3)$$

Beim Überschreiten der kritischen Anodenspannung ist keine Schwingungserzeugung möglich, weil die Elektronen die zur Energieabgabe an das Resonatorsystem erforderliche Umlaufbewegung nicht ausführen können.

Von der kritischen Anodenspannung wohl zu unterscheiden ist die charakteristische Anodenspannung (Gleichlaufspannung)  $U_g$ , bei der die Tangentialgeschwindigkeit an der Anode bei vernachlässigbarer Radialgeschwindigkeit gerade gleich der Umlaufgeschwindigkeit des Hochfrequenzfeldes wird. Man erhält die charakteristische Anodenspannung  $U_g$ , indem man  $eU_a = 1/2 m v_\varphi^2$  für  $r = r_a$  setzt. Daraus folgt mit Gleichung (2)

$$U_g = 2 \frac{m}{e} r_a^2 \frac{\omega_0^2}{N^2}. \quad (4)$$

Unterhalb der charakteristischen Anodenspannung ist keine Schwingungserzeugung möglich, weil die potentielle Energie der Elektronen dann kleiner ist, als es zum Erreichen der Umlaufgeschwindigkeit und anschließend zum Anfachen der Schwingung nötig wäre.

In der Praxis wählt man die Betriebsbedingungen so, daß die Elektronen schon in geringer Entfernung von der Katode synchron mit dem Hochfrequenzfeld umlaufen können. Der überwiegende Teil der zugeführten Leistung steht dann zur Erzeugung von Hochfrequenzleistung zur Verfügung. Die Anodenspannung muß in diesem Fall natürlich wesentlich größer sein als die charakteristische Anodenspannung  $U_g$  nach Gleichung (4). Man erhält sie, indem man zunächst berechnet, bei welchem Radius  $r_m$  der Synchronismus einsetzt, und dann die Feldstärke für diesen Radius bestimmt, aus der sich bei bekannten Magnetronabmessungen die erforderliche Anodenspannung ergibt. Für  $r_m$  erhält man aus den Gleichungen (1) und (2)

$$r_m = \sqrt{\frac{r_k^2}{1 - 4 \frac{\omega_0}{N} \frac{m}{e} \cdot \frac{1}{B_z}}}. \quad (5)$$

Die Feldstärke  $E_m$  (für  $r = r_m$ ) folgt aus der Gleichung für die Radialkraft, wenn man  $\dot{r}$  vernachlässigt

$$E_m = r_m \dot{\varphi}_m \left( B_z - \frac{m}{e} \dot{\varphi}_m \right) = 2 r_m \frac{\omega_0}{N} \left( B_z - 2 \frac{m}{e} \frac{\omega_0}{N} \right).$$

Mit Gleichung (5) ergibt sich somit

$$E_m = 2 r_k B_z \frac{\omega_0}{N} \cdot \frac{1-a}{\sqrt{1-2a}} \quad \text{mit } a = 2 \frac{m}{e} \cdot \frac{\omega_0}{N B_z}. \quad (6)$$

Ist die radiale Feldstärkekomponente des elektrischen Gleichfeldes zwischen Katode und Anode konstant (was bei den meisten Magnetrons mit guter Näherung zutrifft), so wird

$$U_a = 2 r_k (r_a - r_k) B_z \frac{\omega_0}{N} \frac{1-a}{\sqrt{1-2a}}, \quad (7)$$

$$U_a \approx 2 r_k (r_a - r_k) B_z \frac{\omega_0}{N} \quad \text{für } 2a \ll 1. \quad (8)$$

Bei dieser Anodenspannung setzt die Schwingungserzeugung in einem unbelasteten Magnetron (theoretisch) gerade ein.

Gewöhnlich findet man in der Literatur eine andere, von Hartree angegebene Gleichung für die mindestens erforderliche Anodenspannung (die „Schwellenspannung“), die sich wie folgt herleiten läßt:

Betrachtet man die Feldstärke  $E_r$  wieder als konstant und nimmt man außerdem an, daß die Tangentialgeschwindigkeit der Elektronen gegenüber der Radialgeschwindigkeit beim Eintritt des Synchronismus weit überwiegt, so kann man schreiben

$$E_r (r_m - r_k) = \frac{1}{2} \frac{m}{e} r_m^2 \dot{\varphi}_m^2.$$

Integriert man ferner die Gleichung für die Radialkraft von  $r_m$  bis  $r_a$  unter Vernachlässigung von  $\dot{r}$ , so erhält man

$$\begin{aligned} E_r (r_a - r_k) - E_r (r_m - r_k) &= \frac{1}{2} (r_a^2 - r_m^2) \dot{\varphi}_m B_z - \\ &- \frac{1}{2} (r_a^2 - r_m^2) \frac{m}{e} \dot{\varphi}_m^2. \end{aligned}$$

Damit ergibt sich

$$\begin{aligned} U_a &= \frac{1}{2} (r_a^2 - r_m^2) \dot{\varphi}_m B_z - \frac{1}{2} (r_a^2 - 2r_m^2) \frac{m}{e} \dot{\varphi}_m^2 = \\ &= \frac{1}{2} r_a^2 \dot{\varphi}_m B_z - \frac{1}{2} r_a^2 \frac{m}{e} \dot{\varphi}_m^2 - \frac{1}{2} r_m^2 \dot{\varphi}_m B_z \left( 1 - 2 \frac{m}{e} \frac{\dot{\varphi}_m}{B_z} \right). \end{aligned}$$

Setzt man hierin  $r_m$  nach Gleichung (5) ein, so wird

$$U_a = \frac{1}{2} (r_a^2 - r_k^2) \dot{\varphi}_m B_z - \frac{1}{2} r_a^2 \frac{m}{e} \dot{\varphi}_m^2 \quad (9)$$

(Hartree-Gleichung).

Gegenüber Gleichung (7) enthält die Hartree-Gleichung demnach noch eine weitere Vernachlässigung: Die Radialgeschwindigkeit beim Eintritt des Synchronismus wird nicht berücksichtigt. Auch bei der Abschätzung des elektronischen Wirkungsgrades kann man wieder auf die Vorstellung zurückgreifen, daß die Elektronen nach Eintritt des Synchronismus ( $r_m < r < r_a$ ) mit konstanter Winkelgeschwindigkeit ( $\dot{\varphi}_m = \omega_m$ ) umlaufen, und annehmen, daß ihre Tangentialgeschwindigkeit groß gegenüber der Radialgeschwindigkeit ist. Man erhält dann die Gleichung

$$\begin{aligned} \eta_{el\ opt} &= \frac{eU_a - \frac{1}{2} m r_a^2 \dot{\varphi}_m^2}{eU_a} = \\ &= 1 - \frac{m}{e} r_a^2 \frac{\omega_0^2}{N^2} = 1 - \frac{U_g}{U_a}. \end{aligned} \quad (10)$$

Für das Magnetron YJ 1160 erhält man mit  $U_a = 4,5$  kV,  $r_a = 10,5$  mm,  $\omega_0 = 2\pi \cdot 2,45 \cdot 10^9$  s<sup>-1</sup> und  $N = 20$  einen Wirkungsgrad  $\eta_{el\ opt} \approx 80$  %.

Der tatsächlich erreichbare Gesamtwirkungsgrad ist viel niedriger, im angeführten Beispiel etwa 55 %. Dieser Wert ergibt sich durch zusätzliche Verluste, die in Gleichung (10) nicht berücksichtigt sind, z. B. Verluste infolge der Aussortierung falschphasiger Elektronen und Verluste im Resonator.

## **Anhang II**

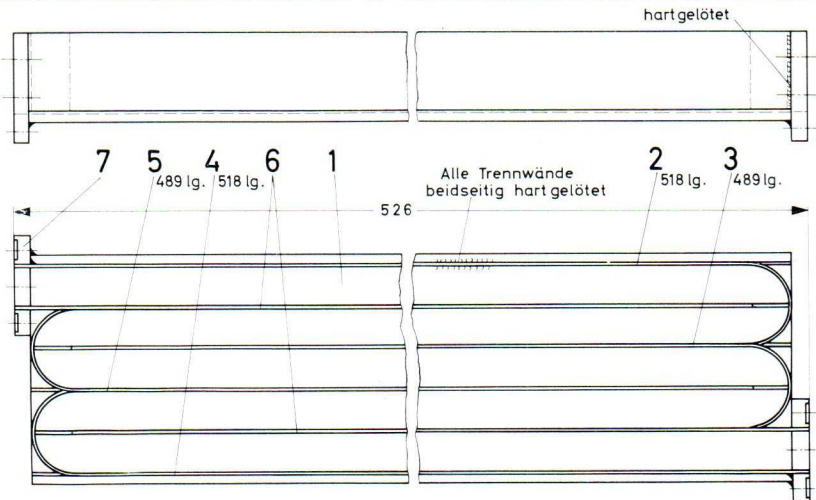
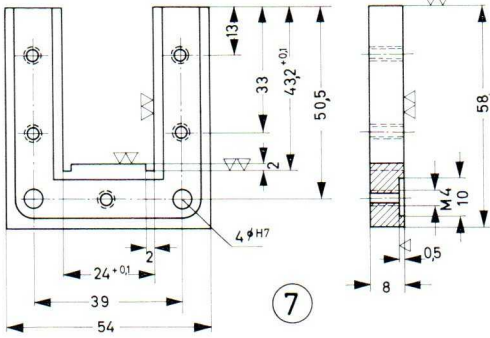
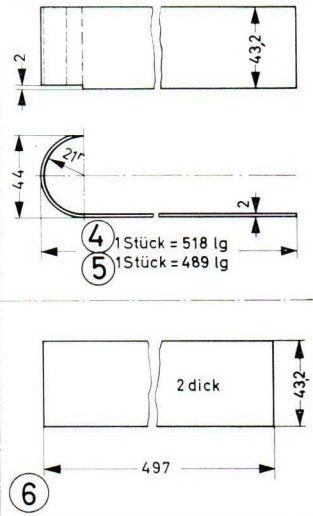
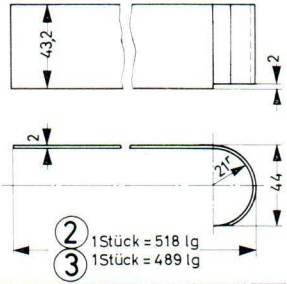
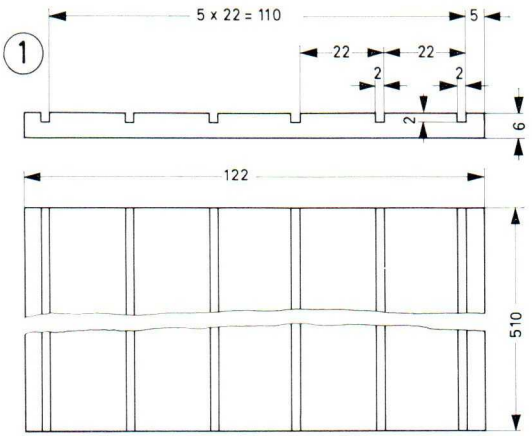
### **Zeichnungsanhang**

**Bild Ia**

Hälfte einer Mikrowellenanlage mit aneinandergrenzenden Hohlleiterzügen (Mä-  
 anderbox), Hohlleiter F'26

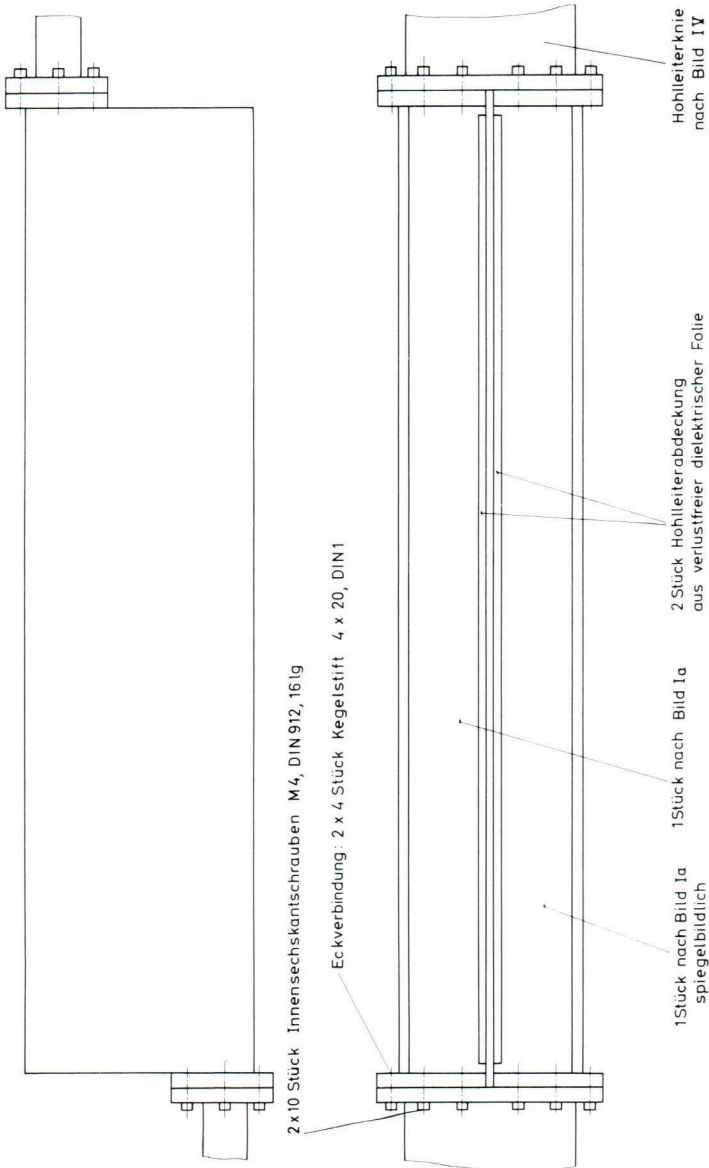
Lfd. Nr.	Stückzahl	Benennung	Ausführung
1	1	Grundplatte	Ms 6 mm dick
2	1	Trennwand	Ms 2 mm dick
3	1	Trennwand	Ms 2 mm dick
4	1	Trennwand	Ms 2 mm dick
5	1	Trennwand	Ms 2 mm dick
6	2	Zwischenwand	Ms 2 mm dick
7	2	Flansch	Ms 8 mm dick





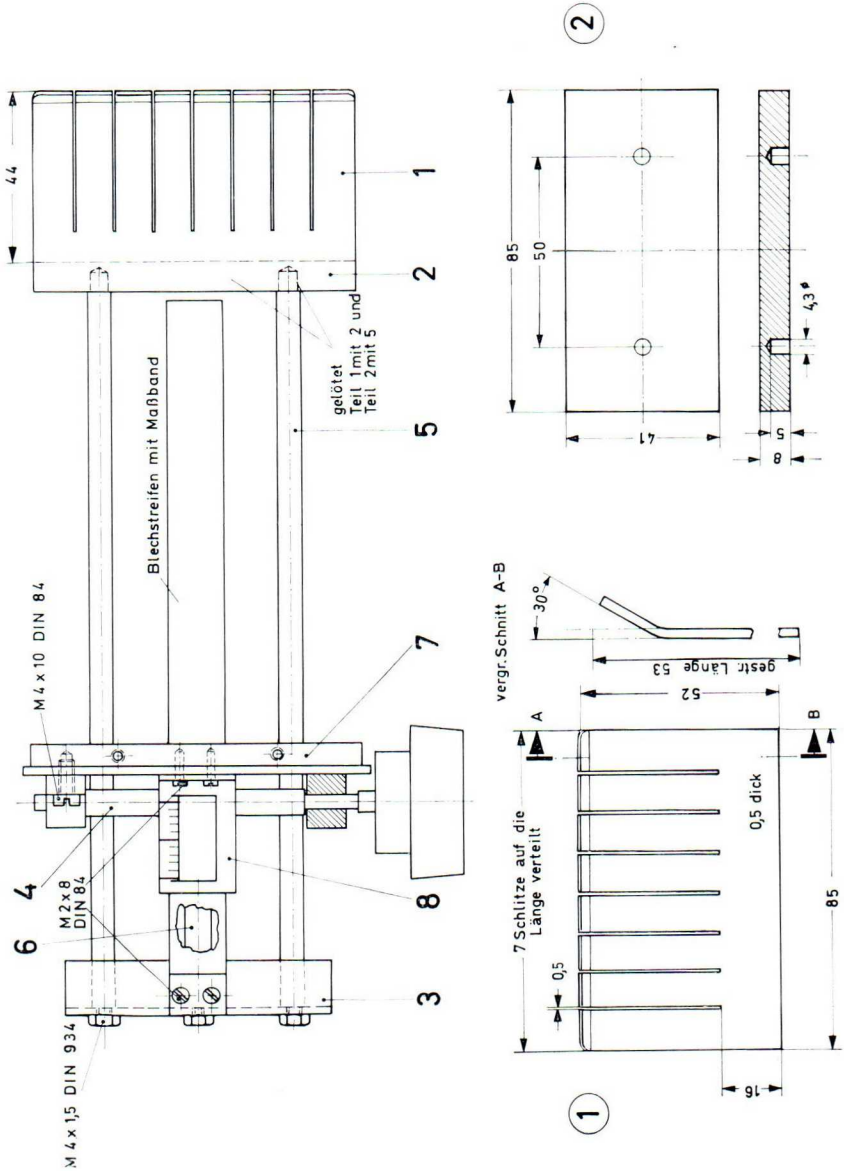
**Bild Ib**

Mikrowellenanlage mit aneinandergrenzenden Hohlleiterzügen (Mäanderbox),  
(Zusammenbau zweier nach Bild Ia aufgebauter Anlagenhälften, eine Hälfte ist  
dabei *spiegelbildlich* ausgeführt)



**Bild IIa**

Entwicklungsmuster des angepaßten Übergangs Koaxial-Hohlleiter mit verschiebarem Kurzschluß. Dargestellt ist der *Kurzschlußschieber* für den Hohlleiter R 26. Einzelteile vgl. Bild II b (Ausführung für den Hohlleiter F'26 mit etwa halbiertes Breite von Deckplatte und Grundplatte)



**Zu Bild II a**

Lfd. Nr.	Stückzahl	Benennung	Ausführung
1	2	Kurzschlußfeder	Federbronze 0,5 mm dick
2	1	Grundplatte	Ms 8 mm dick
3	1	Abschlußwinkel	Ms
4	1	Ritzel	St 7 $\phi$
5	2	Zahnstange	Ms 6 $\phi$
6	1	Anschlag	Ms 6 $\phi$
7	1	Deckplatte	Ms 8 mm dick
8	1	Nonius	Ms

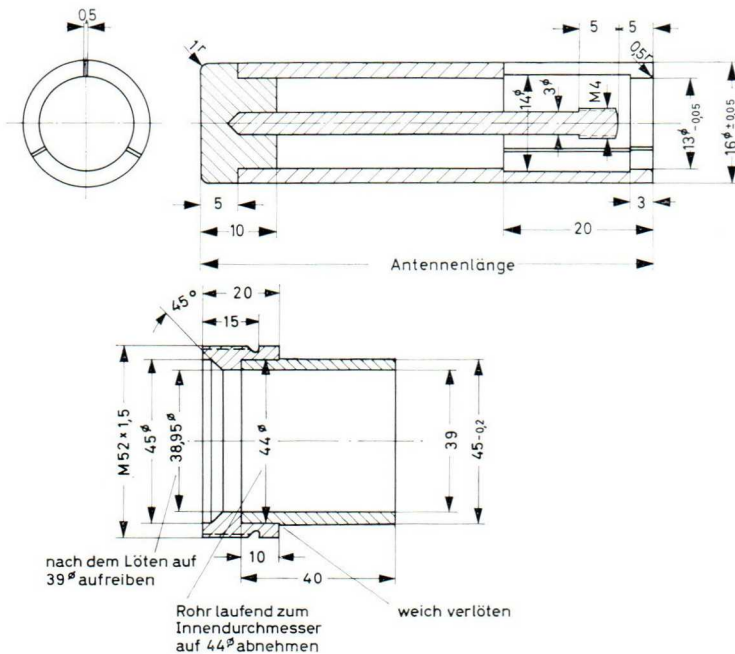
**Bild II b**

Übergang: Koaxial-Hohlleiter  
R 26 Kurzschlußschieber (Einzelteile)

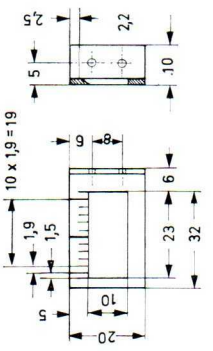
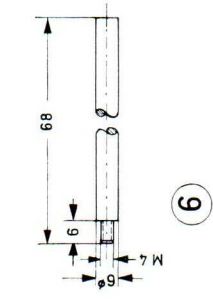
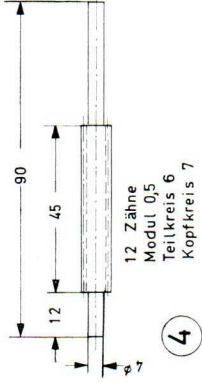
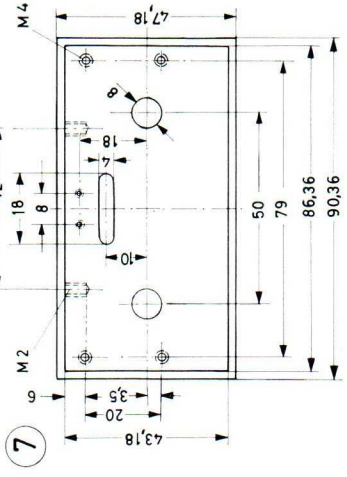
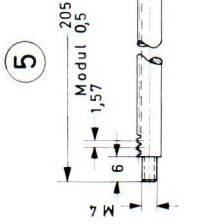
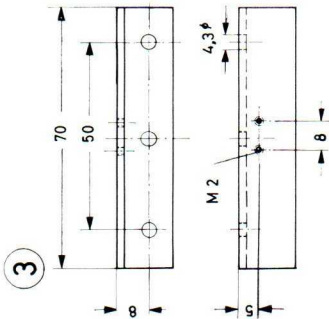


**Bild II c**

Übergang: Koaxial-Hohlleiter  
koaxialer Anschluß (13/39): Innenleiter und Außenleiter



**Bild II b**



6

8

3

5

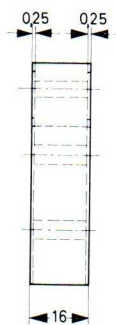
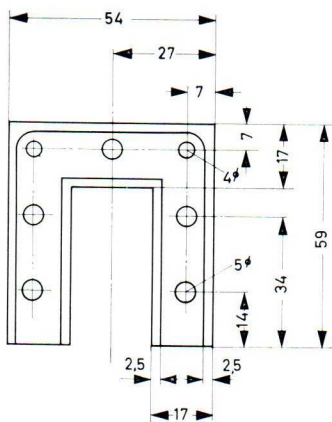
7

4

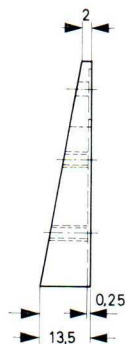
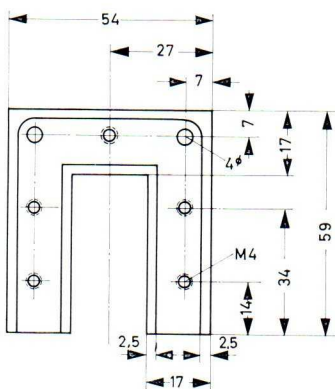
**Bild III**

Teile des Schnellverschlusses

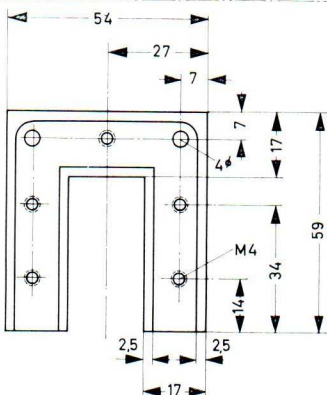
Lfd. Nr.	Stückzahl	Benennung	Ausführung
1	2	unterer Verbindungsflansch	Ms 16 mm dick
2	2	Keilflansch	Ms 13,5 mm dick
3	2	Keilflansch	Ms 13,5 mm dick



①



②



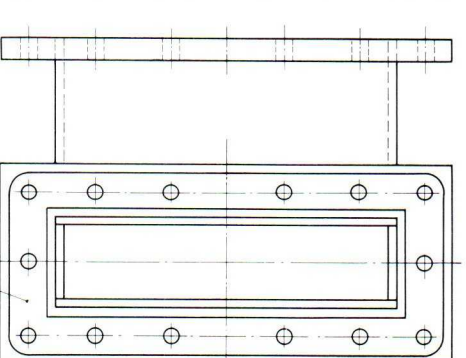
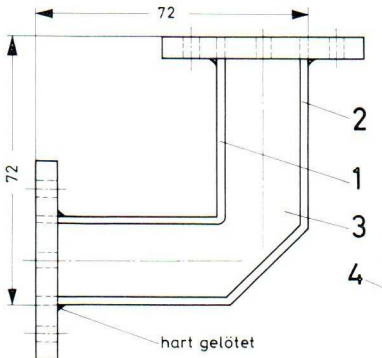
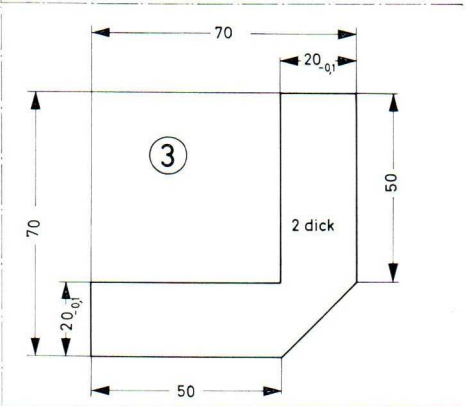
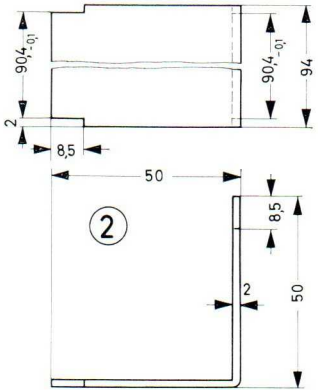
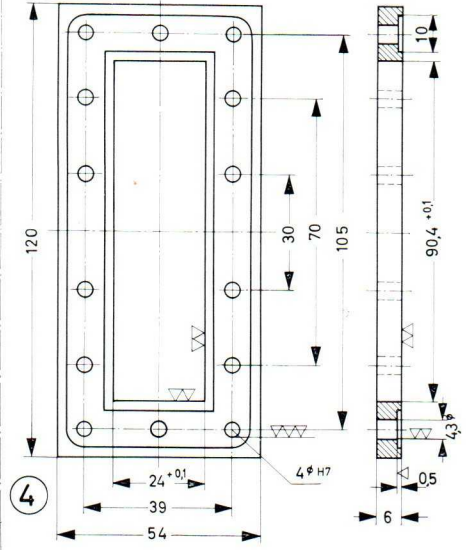
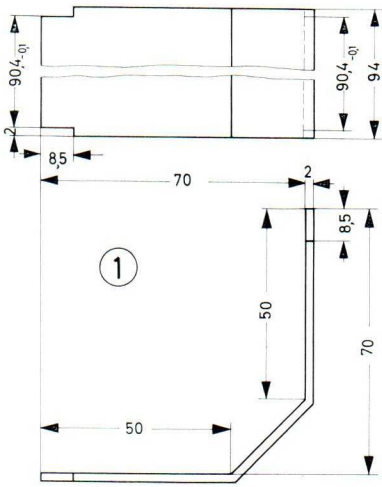
③

**Bild IV**

Hohlleiterknie, Hohlleiter F'23 (90° E-Winkel)

Lfd. Nr.	Stückzahl	Benennung	Ausführung
1	1	Doppelwinkel	Ms 2 mm dick
2	1	Winkel	Ms 2 mm dick
3	2	Platte	Ms 2 mm dick
4	2	Flansch	Ms 6 mm dick

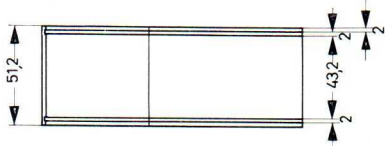




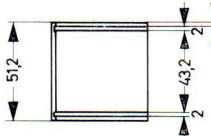
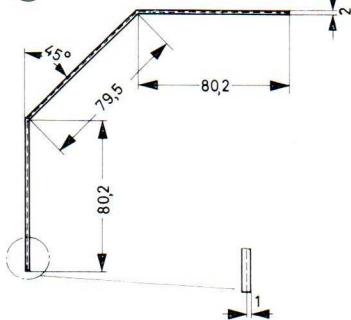
**Bild V**

R 26 Hohlleiterknie (90° H-Winkel)

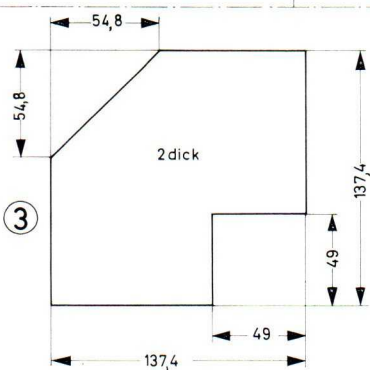
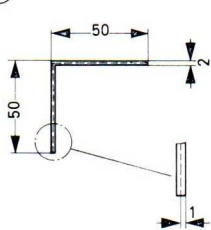
Lfd. Nr.	Stückzahl	Benennung	Ausführung
1	1	Doppelwinkel	Ms 2 mm dick
2	1	Winkel	Ms 2 mm dick
3	2	Platte	Ms 2 mm dick
4	2	Flansch	Ms-Gußteil (Normflansch)



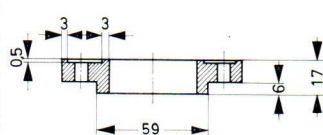
①



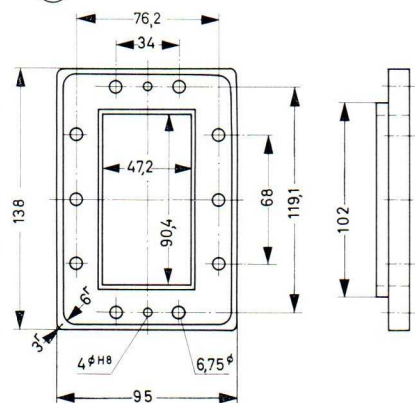
②



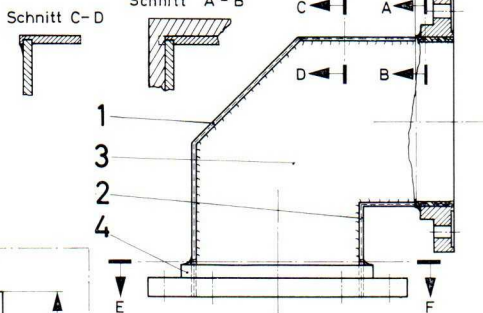
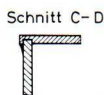
③



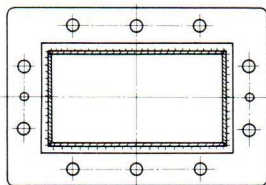
④



Nach dem Lötén Teil 1 und Teil 2 an allen 8 Enden 19mm lang abfeilen, mit Teil 3 auf eine Ebene bringen.



hart gelötet

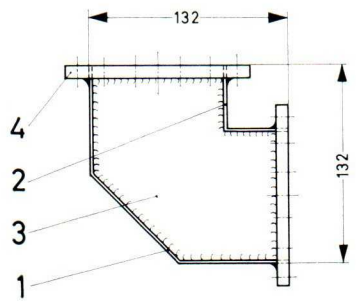
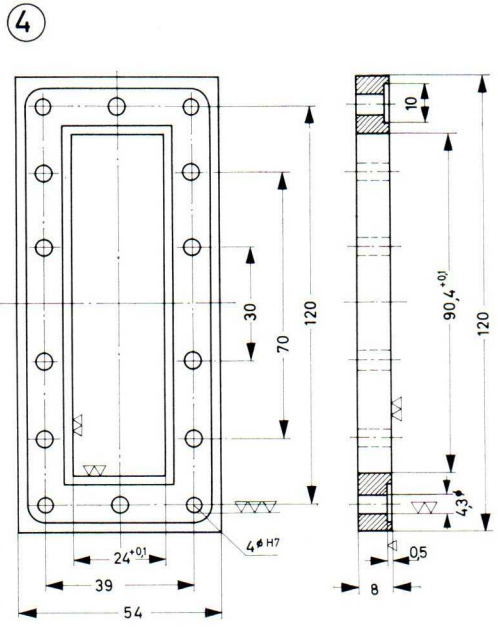
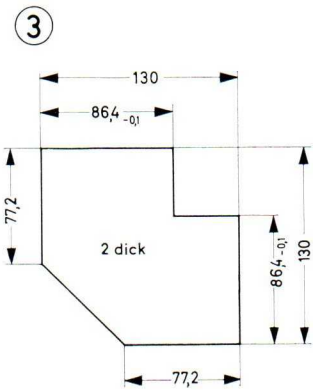
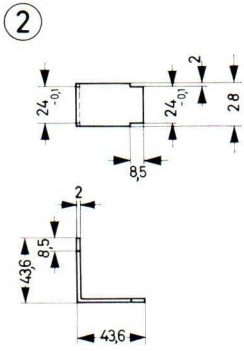
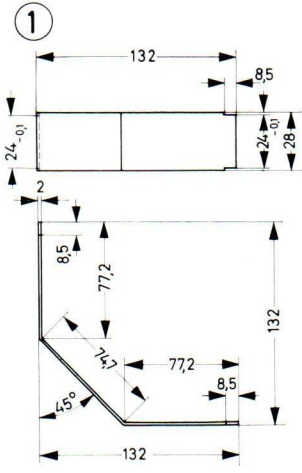


Schnitt E-F

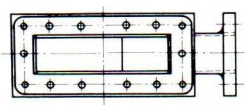
**Bild VI**

Hohlleiter, Hohlleiter F'26 (90° H-Winkel)

Lfd. Nr.	Stückzahl	Benennung	Ausführung
1	1	Doppelwinkel	Ms 2 mm dick
2	1	Winkel	Ms 2 mm dick
3	2	Platte	Ms 2 mm dick
4	2	Flansch	Ms 8 mm dick



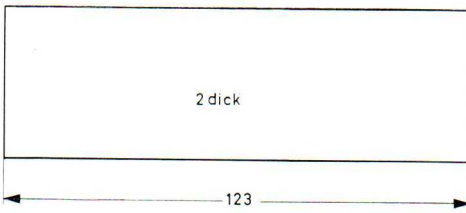
hart gelötet



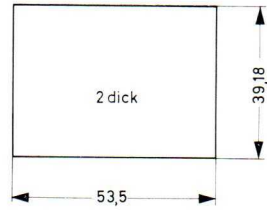
**Bild VII**

Hälfte des Hohlleiterbogens, Hohlleiter F'26,  
(180° E-Bogen). Der Bogen hat einen 12 mm hohen Spalt

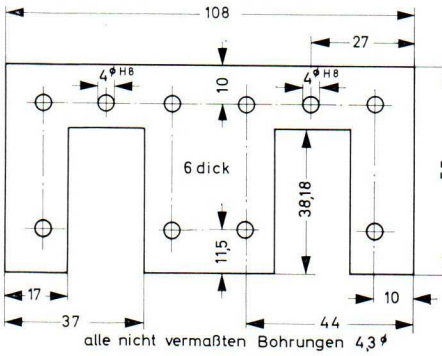
Lfd. Nr.	Stückzahl	Benennung	Ausführung
1	1	Doppelflansch	Ms 6 mm dick
2	1	Grundplatte	Ms 2 mm dick
3	1	Außenblech	Ms 2 mm dick
4	1	Innenblech	Ms 2 mm dick



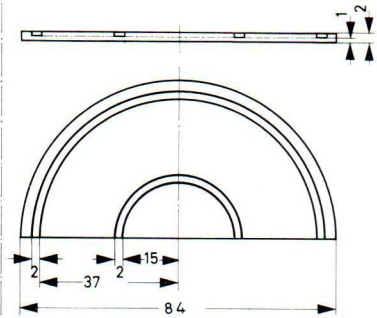
③



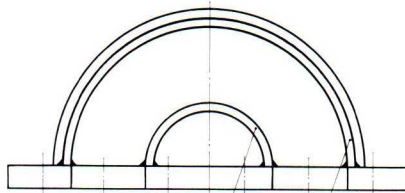
④



①

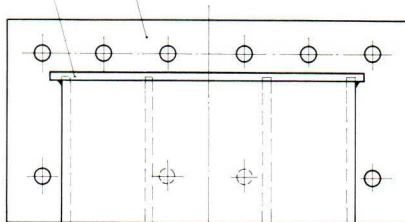


②



2 1 4 3

alle Teile hart gelötet



**Bild VIIIa**

R 26 Wasserlast (90° H-Winkel)  
Wasserrohr (Hostalen) und Messingabschlußdeckel

Lfd. Nr.	Stückzahl	Benennung	Ausführung
1	1	Schlauchtülle	Hostalen 32 mm $\phi$ *)
2	1	Rohrstück	Hostalen 32 mm $\phi$ *)
3	1	Konus	Hostalen 32 mm $\phi$ *)
4	1	Schlauchtülle	Hostalen 11 mm $\phi$ *)
5	1	Deckel	Ms 8 mm dick
6	1	Halterung	Ms 35 mm $\phi$
7	2	Klotz	Ms 6 mm dick

\*) Nur Hostalen gleicher Charge verwenden  
und nach Vorschrift des Herstellers verschweißen

**Bild VIIIb**

R 26 Wasserlast (90° H-Winkel)  
Winkel mit Hohlleiterkörper

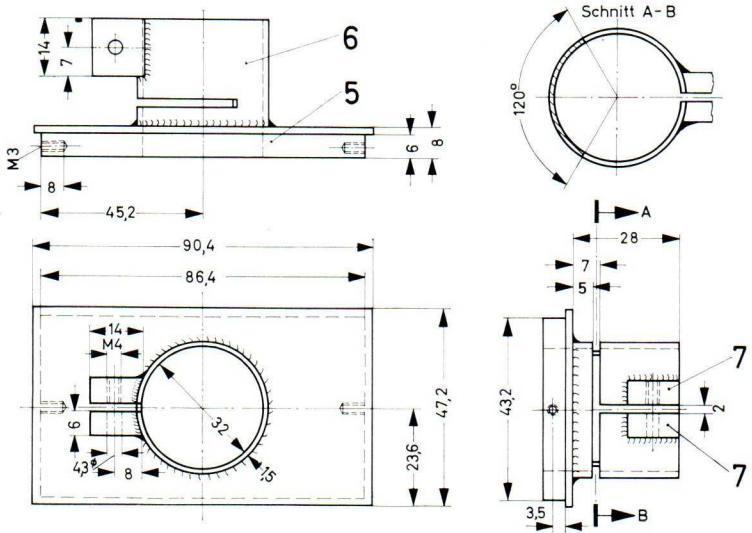
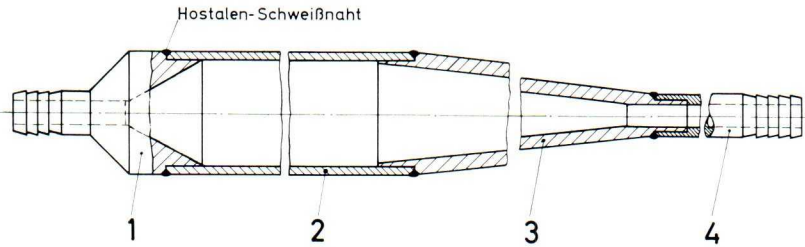
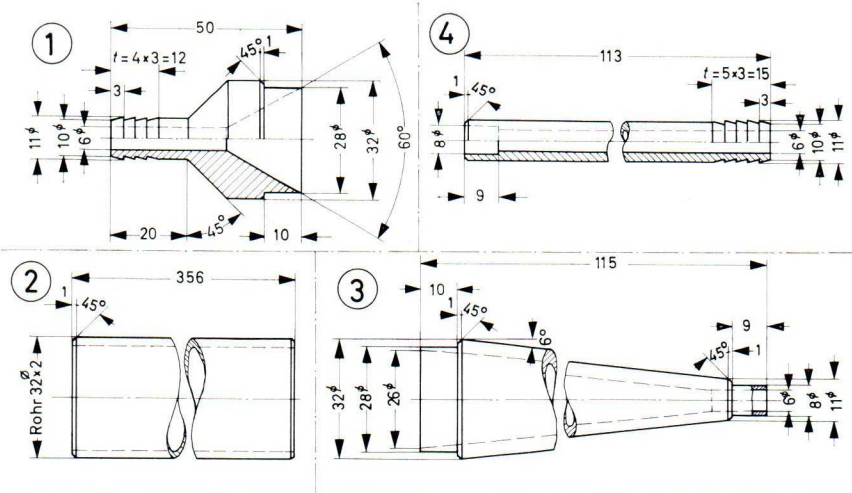
Lfd. Nr.	Stückzahl	Benennung	Ausführung
8	1	Doppelwinkel	Ms 2 mm dick
9	1	Rohrstück	Ms 14 mm $\phi$
10	1	Winkel	Ms 2 mm dick
11	2	Platte	Ms 2 mm dick

**Bild VIIIc**

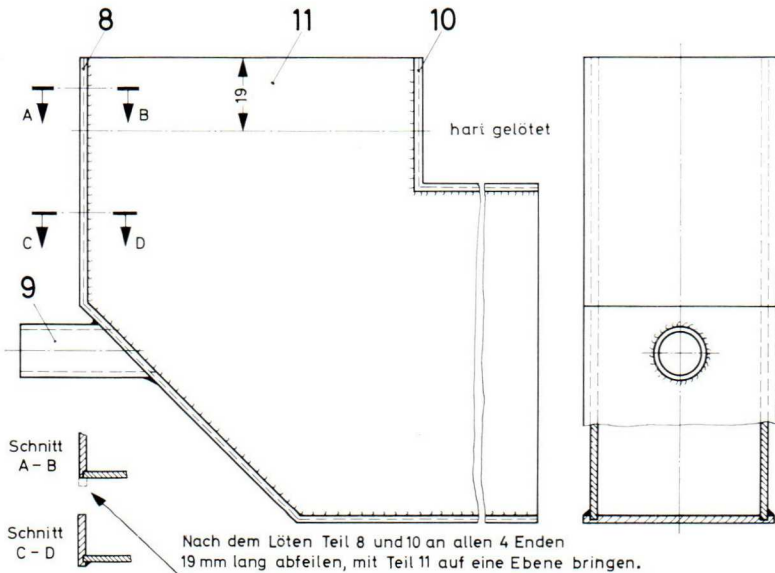
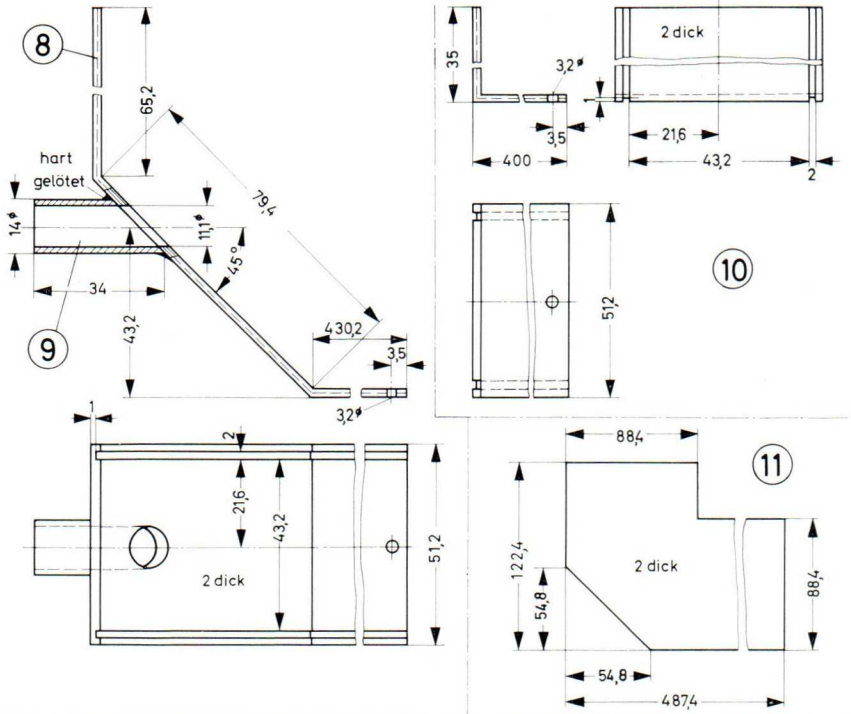
R 26 Wasserlast (90° H-Winkel)  
Zusammenstellung der in Bild VIIIa und VIIIb gezeichneten Teile sowie Flansch  
und Schraube



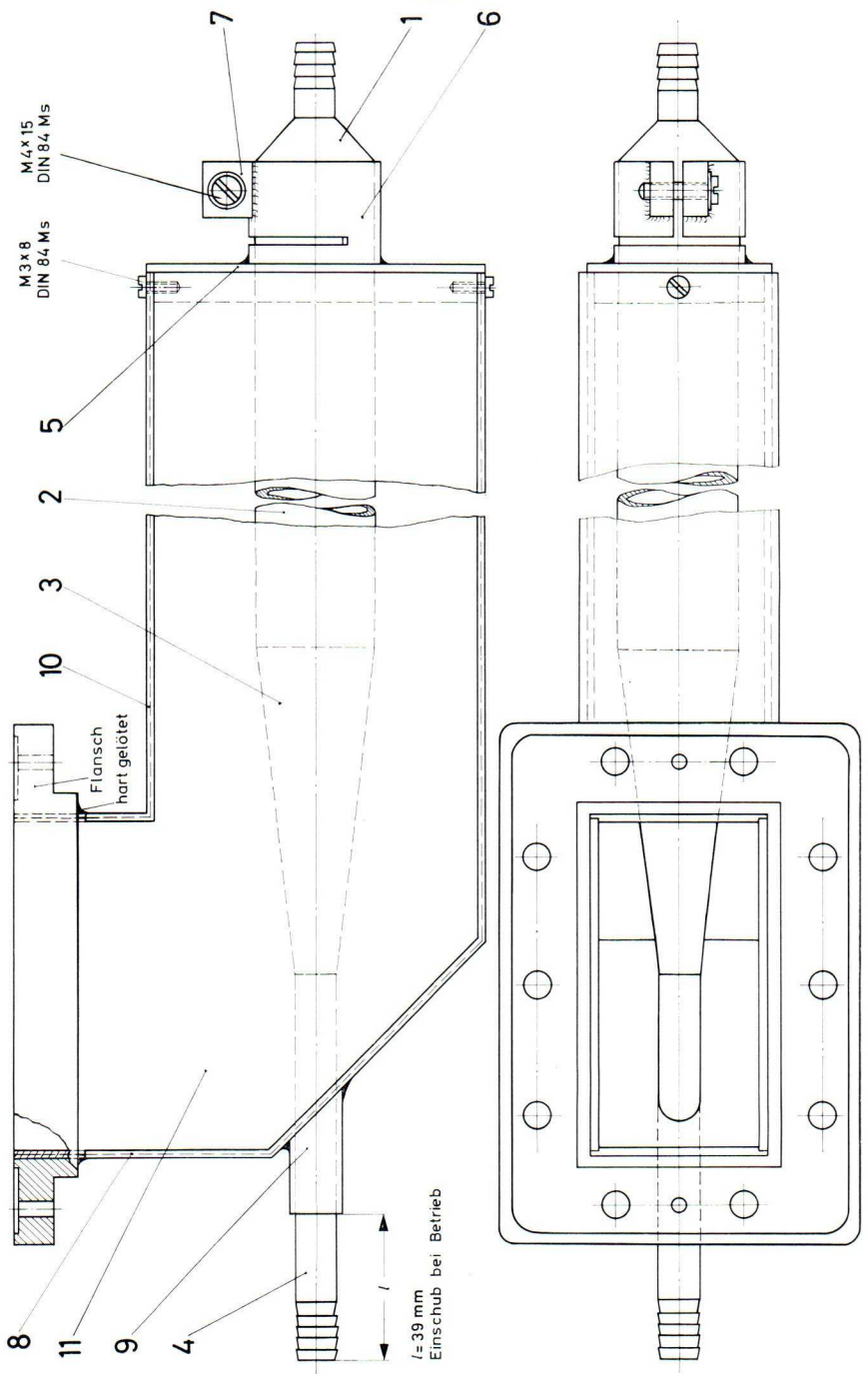
# VIIIa



### VIIIb



VIIIc



**Bild IX a**

Wasserlast (90° H-Winkel), Hohlleiter F'26  
Wasserrohr (Hostalen) und Messingabschlußdeckel\*)

Lfd. Nr.	Stückzahl	Benennung	Ausführung
1	1	Schlauchtülle	Hostalen 15 $\phi$
2	1	Rohrstück	Hostalen 15 $\phi$
3	1	Konus	Hostalen 15 $\phi$
4	1	Schlauchtülle	Hostalen 11 $\phi$
5	1	Deckel	Ms 8 mm dick
6	1	Halterung	Ms-Rohr 20 $\phi$
7	2	Klotz	Ms 3 mm dick

\*) Nur Hostalen gleicher Charge verwenden  
und nach Vorschrift des Herstellers verschweißen

**Bild IX b**

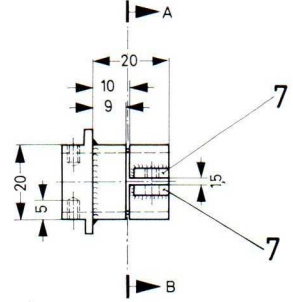
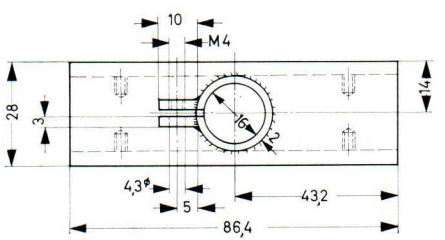
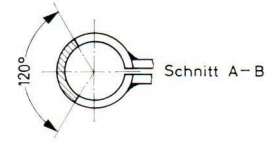
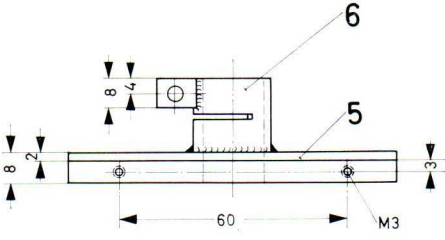
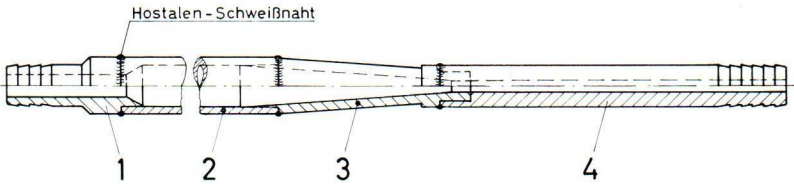
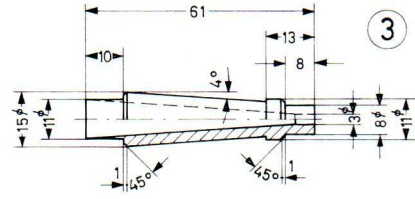
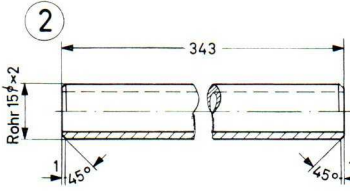
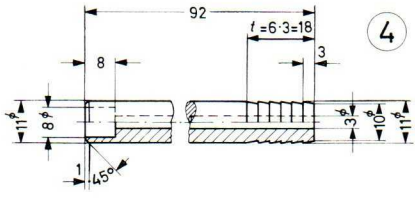
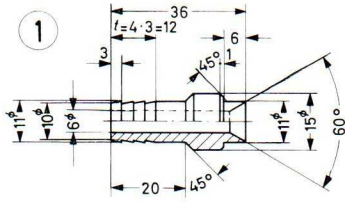
Wasserrohr (90° H-Winkel), Hohlleiter F'26  
Winkel mit Hohlleiterkörper

8	1	Doppelwinkel	Ms 2 mm dick
9	1	Rohrstück	Ms 14 $\phi$
10	1	Winkel	Ms 2 mm dick
11	2	Platte	Ms 2 mm dick

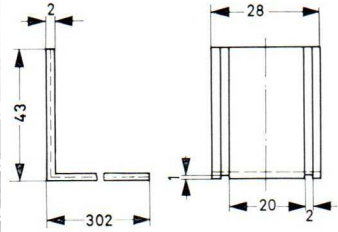
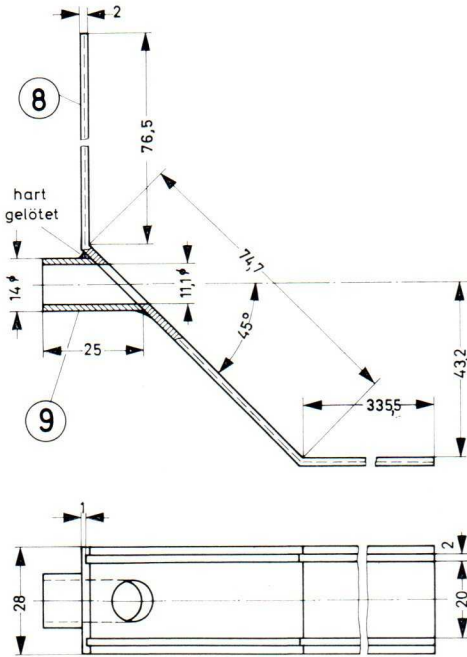
**Bild IX c**

Wasserlast (90° H-Winkel), Hohlleiter F'26  
Zusammenstellung sowie Flansch und Schrauben

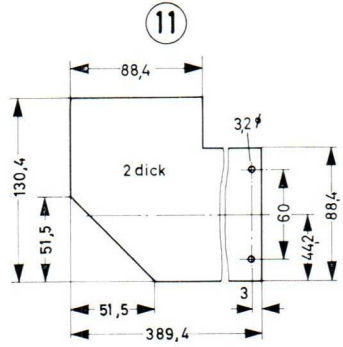
IX a



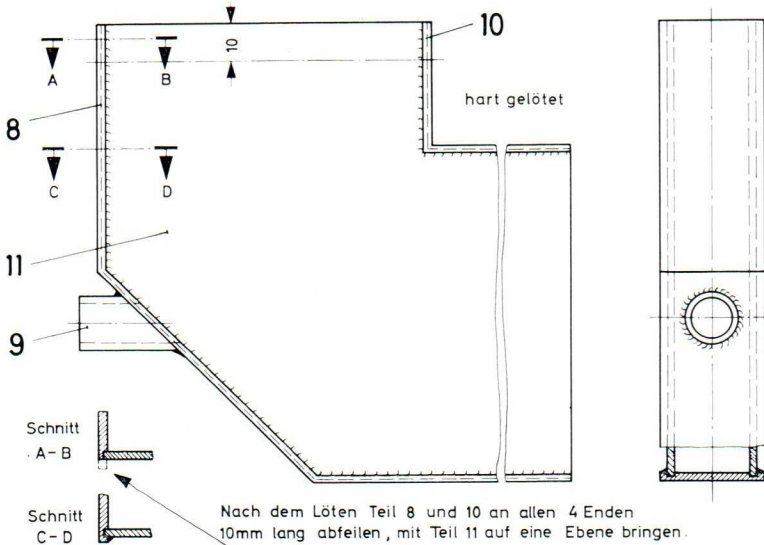
# IX b



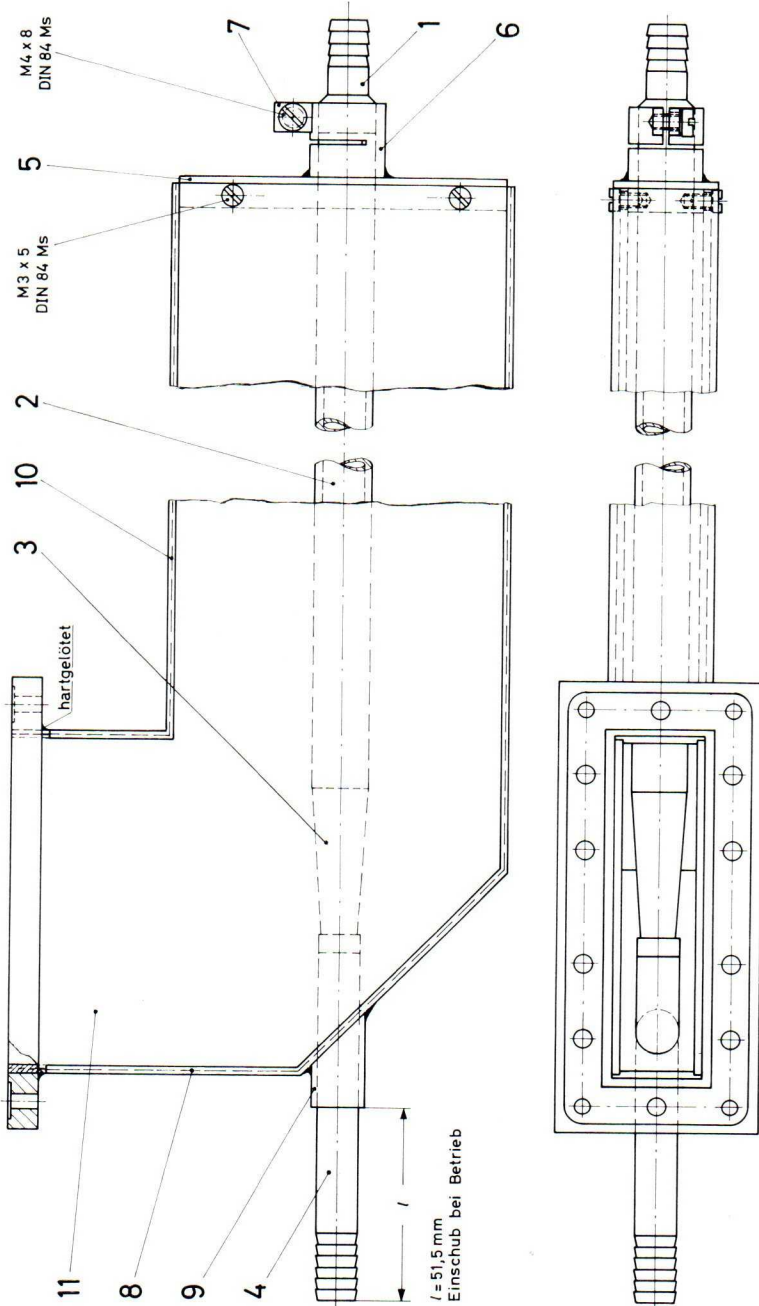
10



11



IXc



**Bild X a**

R 26 Wasserlast (90° E-Bogen),  
Wasserrohr (Hostalen) und Messingabschlußdeckel\*)

Lfd. Nr.	Stückzahl	Benennung	Ausführung
1	1	Schlauchtülle	Hostalen 32 $\phi$
2	1	Rohrstück	Hostalen 32 $\phi$
3	1	Konus	Hostalen 32 $\phi$
4	1	Schlauchtülle	Hostalen 11 $\phi$
5	1	Deckel	Ms 8 mm dick
6	1	Halterung	Ms-Rohr 36 $\phi$
7	2	Klotz	Ms 6 mm dick

\*) Nur Hostalen gleicher Charge verwenden  
und nach Vorschrift des Herstellers verschweißen

**Bild X b**

R 26 Wasserlast (90° E-Bogen)  
Bogen mit Hohlleiterkörper

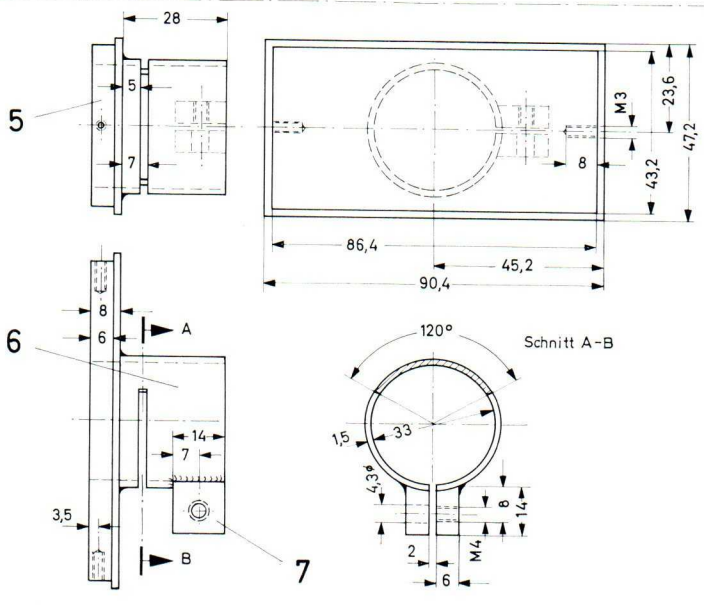
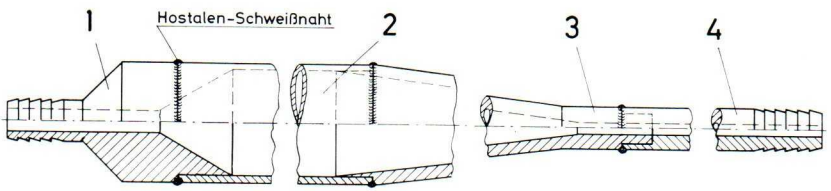
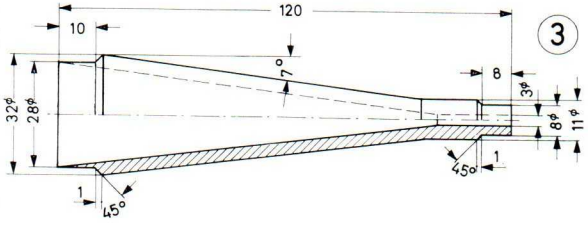
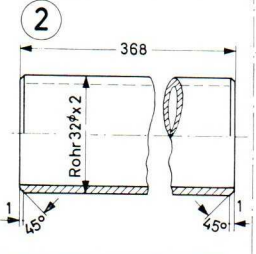
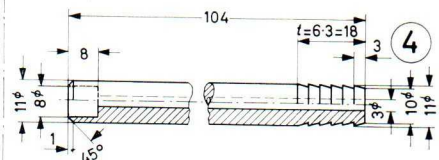
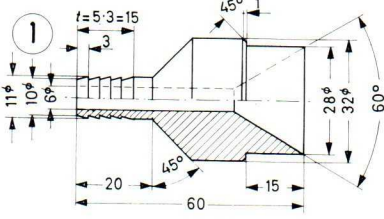
8	1	Bogenblech	Ms 2 mm dick
9	1	Rohrstück	Ms 14 $\phi$
10	1	Bogenblech	Ms 2 mm dick
11	2	Platte	Ms 2 mm dick

**Bild X c**

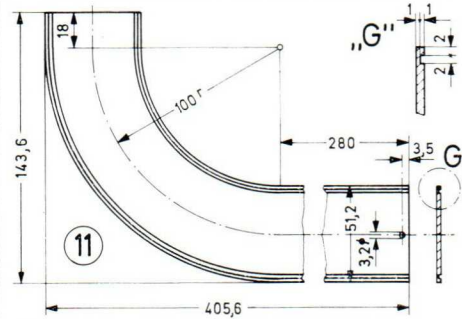
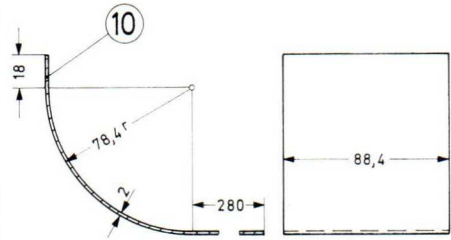
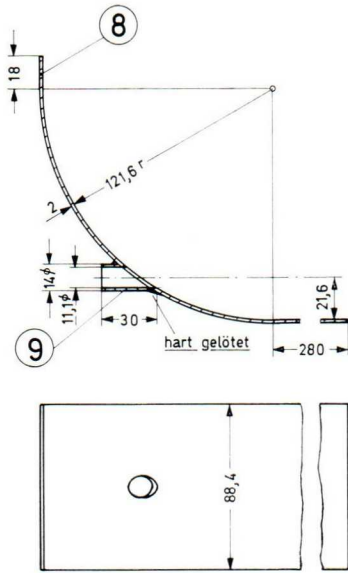
R 26 Wasserlast (90° E-Bogen)  
Zusammenstellung sowie Flansch und Schrauben



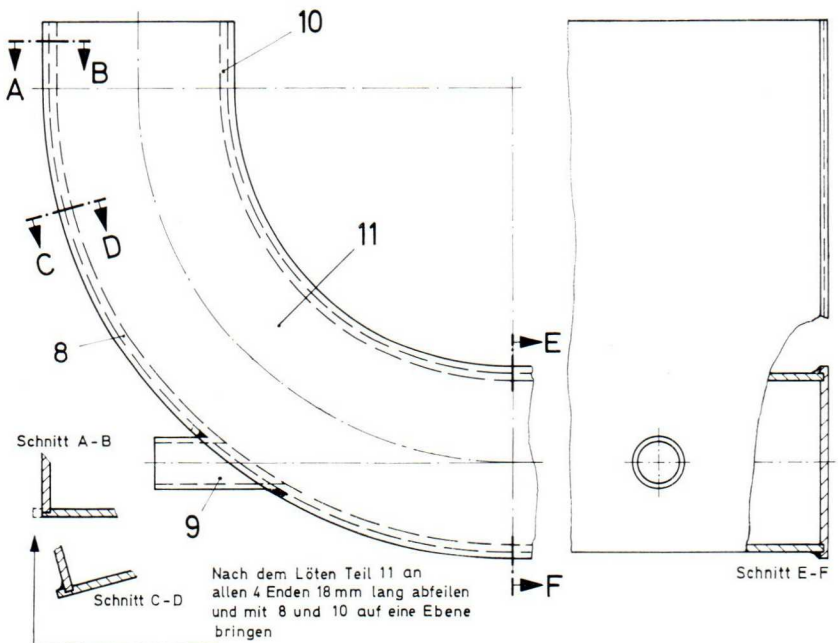
**Xa**



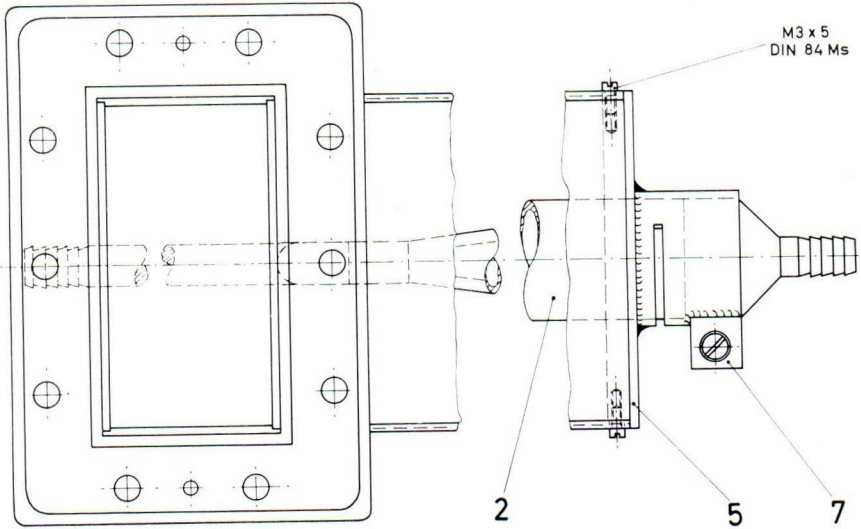
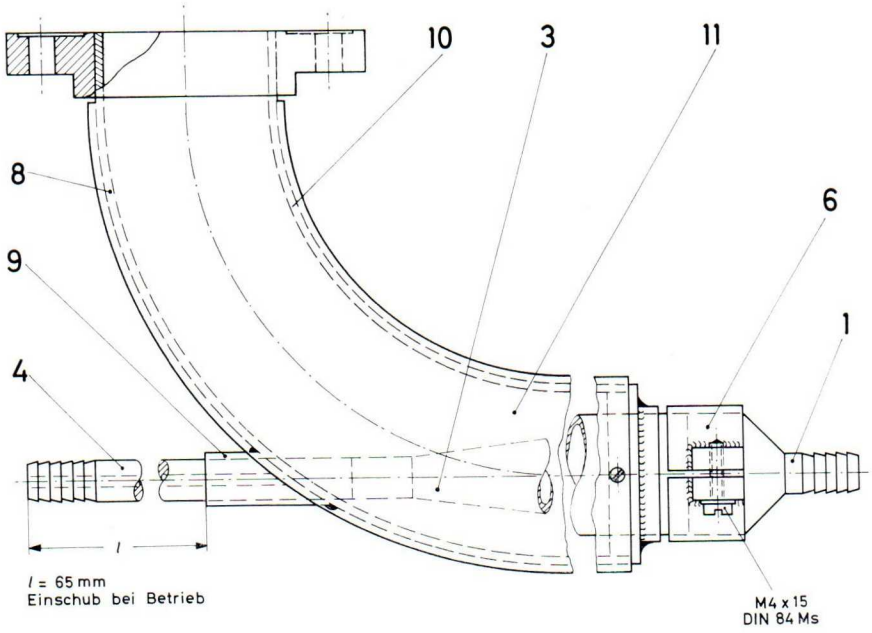
Xb



1 Platte wie Darstellung  
1 Platte entgegengesetzt



Xc



**Bild XIa**

Wasserlast (90° E-Bogen), Hohlleiter F'26  
Wasserrohr (Hostalen) und Messingabschlußdeckel\*)

Lfd. Nr.	Stückzahl	Benennung	Ausführung
1	1	Schlauchtülle	Hostalen 20 $\phi$
2	1	Rohrstück	Hostalen 20 $\phi$
3	1	Konus	Hostalen 20 $\phi$
4	1	Schlauchtülle	Hostalen 11 $\phi$
5	1	Deckel	Ms 8 mm dick
6	1	Halterung	Ms-Rohr 24 $\phi$
7	2	Klotz	Ms 6 mm dick

\*) Nur Hostalen gleicher Charge verwenden  
und nach Vorschrift des Herstellers verschweißen

**Bild XIb**

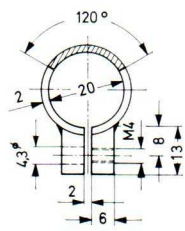
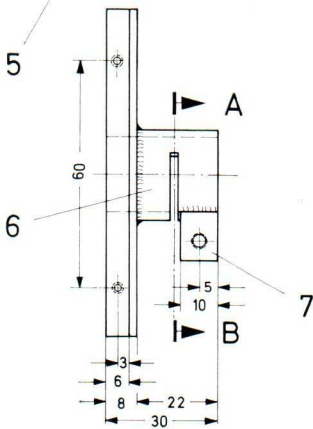
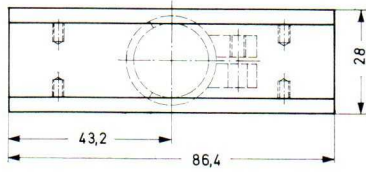
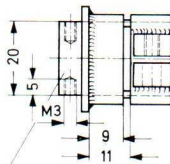
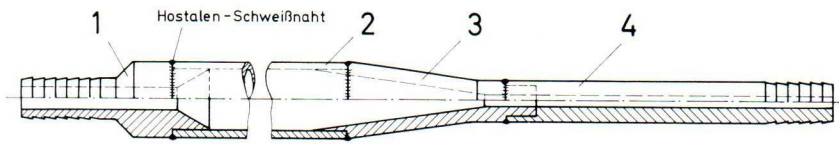
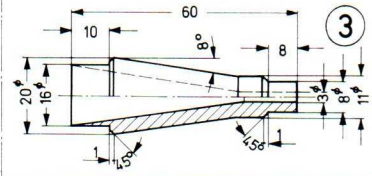
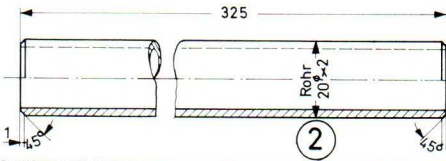
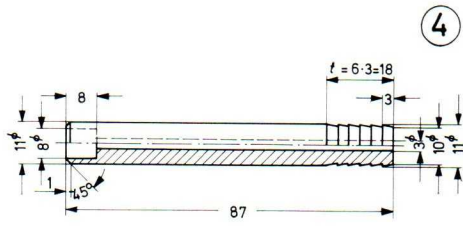
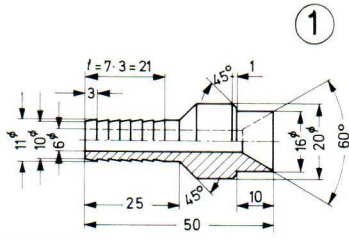
Wasserlast (90° E-Bogen), Hohlleiter F'26  
Bogen mit Hohlleiterkörper

8	1	Bogenblech	Ms 2 mm dick
9	1	Rohrstück	Ms 14 $\phi$
10	1	Bogenblech	Ms 2 mm dick
11	2	Platte	Ms 2 mm dick

**Bild XIc**

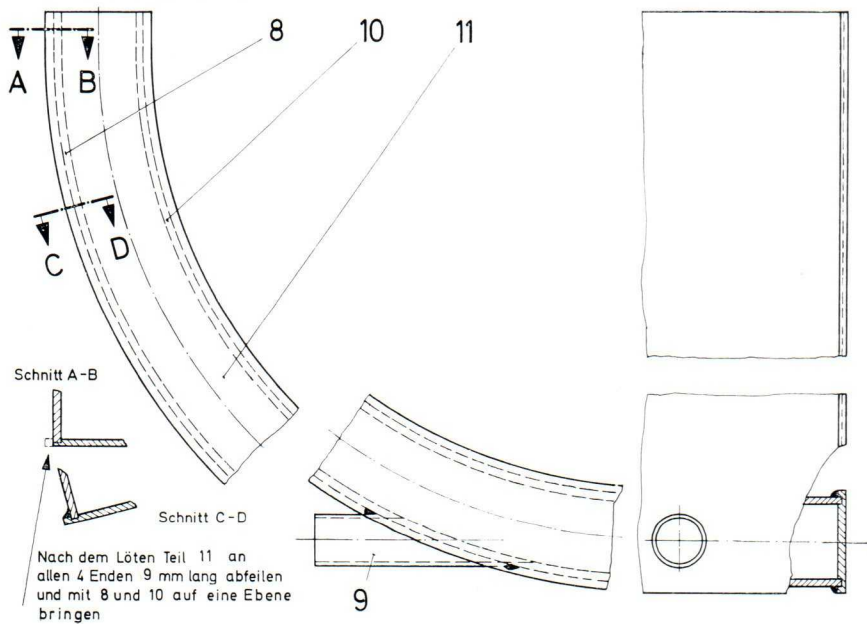
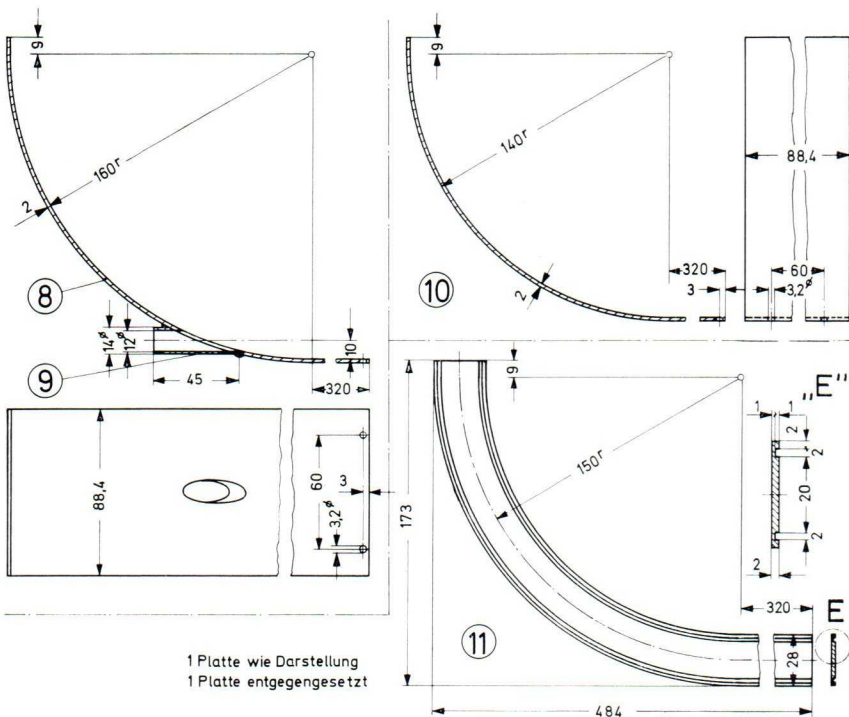
Wasserlast (90° E-Bogen), Hohlleiter F'26  
Zusammenstellung sowie Flansch und Schrauben

XIa

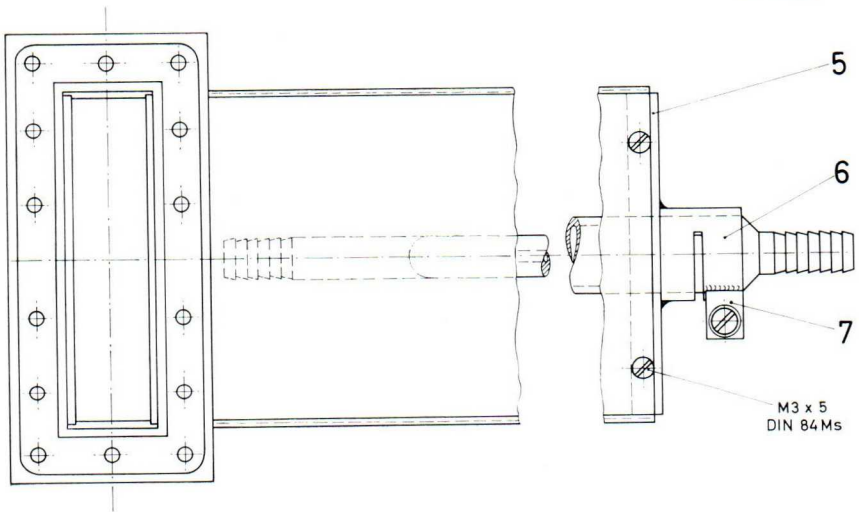
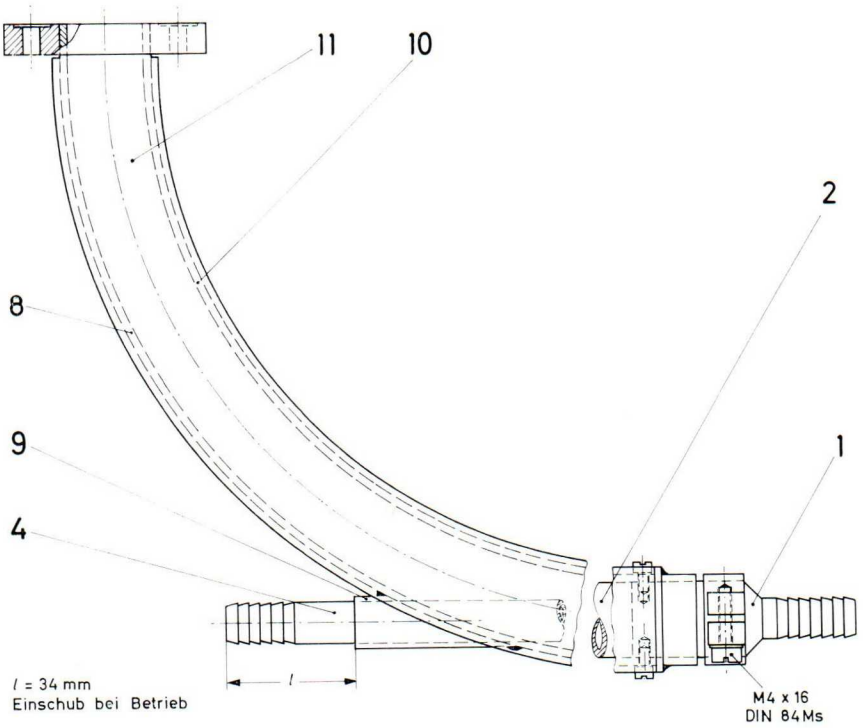


Schnitt A - B

XIb



**XIc**



**Bild XIIa**

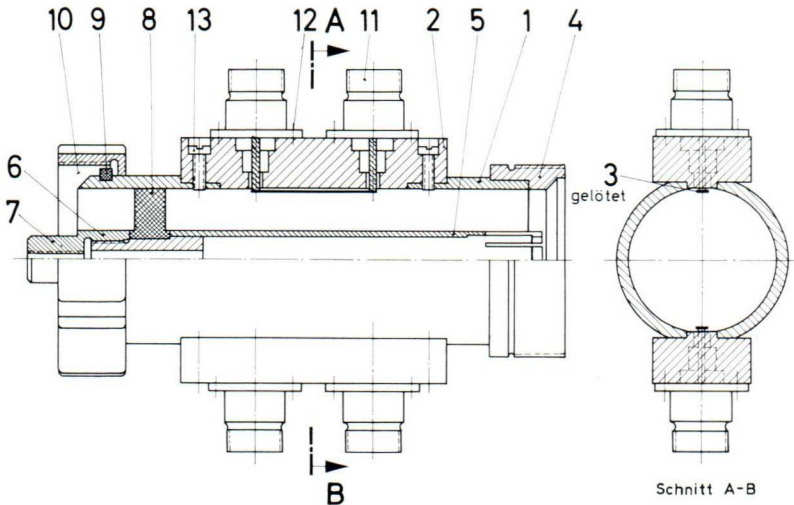
Koaxial aufgebauter Doppelrichtkoppler (16/39)

Einzelteile

Lfd. Nr.	Stückzahl	Benennung	Ausführung
1	1	Außenleiter (Präzisionsrohr)	120,5 lg Ms
2	2	Nebenleitungsträger	71 x 26 13,5 dick Ms
3	2	Nebenleitungen	35 x 3 0,3 dick Cu-B1.
4	1	Gewindering	20 lg 52 $\phi$ Ms
5	1	Innenleiter (Präzisionsrohr 16x1,5)	100,5 lg Ms
6	1	Stützen	28,3 lg 12,9 $\phi$ Ms
7	1	Schraubstutzen	27 lg 16 $\phi$ Ms
8	1	Komp.-Stützer	10 lg 38,9 $\phi$ Teflon
9	1	Ring	Fertigteil: Valvo 55313
10	1	Überwurfmutter	Fertigteil: 55312
11	4	N-Connector	Fertigteil: Fa. Amphenol, UG-58A/U82-97
12	16	Zylinderschrauben	AM 3 x 6 DIN 84
13	4	Zylinderschrauben	AM 3 x 10 DIN 84

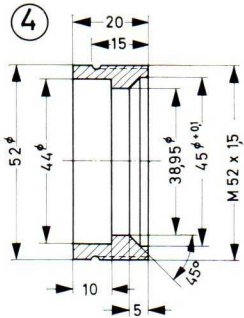
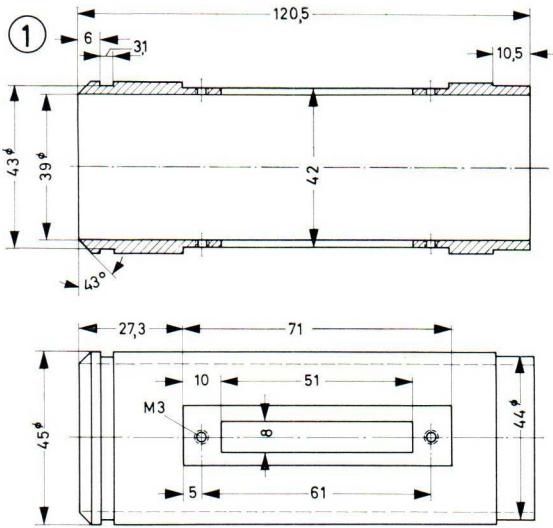
**Bild XIIb**

Koaxial aufgebauter Doppelrichtkoppler (16/39)  
(Zusammenstellung)

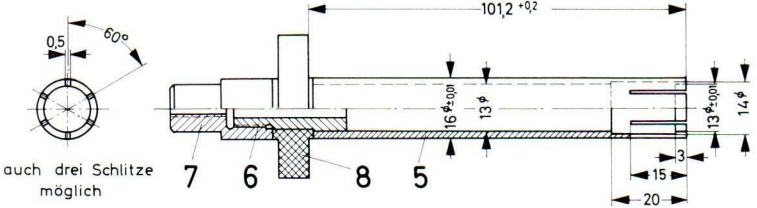
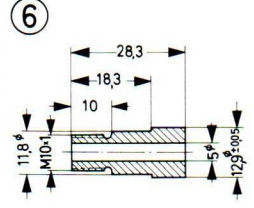
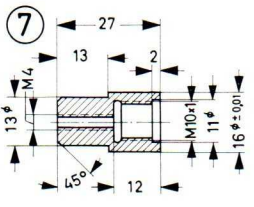
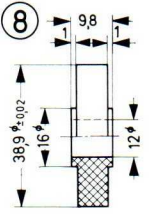
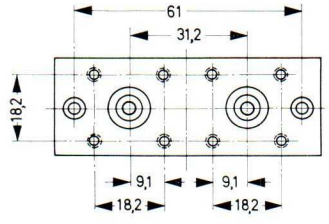
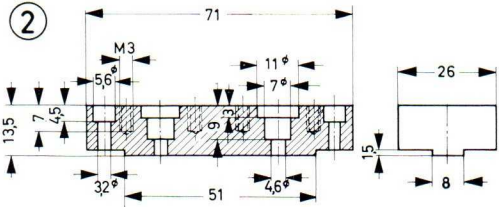
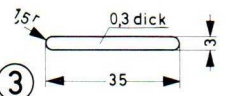




# XII a



Nach Auflöten auf Teil 1  
Innendurchmesser auf  
39 φ ± 0,02 aufreiben



auch drei Schlitz  
möglich



## Literaturübersicht zu den einzelnen Kapiteln

### Zu Kapitel 1 und 2

- [1] Kneule, F.: Das Trocknen — Grundlage der chemischen Technik, Sauerländer-Verlag 1959, Band 6.
- [2] Warner, A.: Taschenbuch der Funk-Entstörung, VDE-Verlag, Berlin 1965.
- [3] Püschner, H.: Wärme durch Mikrowellen, Philips Technische Bibliothek (1964).
- [4] Rohde und Schwarz: Die Kurzinformation aus Labor-Prüffeld-Vertrieb, Nr. 10.
- [5] Harvey, A. E.: Industrial, biological and medical aspects of microwave radiation, Proc. IEE Part B. Vol. 107 (1960) 36, pp. 557—566.
- [6] Halling, H. H.: Die dielektrische Trocknung durch Impulserwärmung im hochfrequenten Kondensatorfeld, Elektrowärme, Band 26 (1965), 5.
- [7] Eichacker, R.: Meßplatz zur Bestimmung der elektromagnetischen Stoffkonstanten fester und flüssiger Medien bei Frequenzen zwischen 30 und 7 000 MHz und Temperaturen zwischen  $-60$  und  $+240$  °C, Rohde und Schwarz — Mitteilungen (1958), 11., S. 185—204.
- [8] Fischer, E. und Frank, F. C.: Dielektrische Relaxation von Molekülen mit frei drehbaren Dipolgruppen, Phys. Zeitschr., 11 (1939).
- [9] Errera, J.: Journ. de phys. 5 (1924), S. 304.
- [10] Schupp, P. O.: Kennzeichnung von Isolierstoffgemischen durch Verlustwinkel, Wiss. Veröffentl. Siemens, 14 (1940), S. 230.

- [11] Fischer, E.: Dielektrische Relaxationsuntersuchungen im Hinblick auf die molekulare und intermolekulare Struktur von Dipolfüssigkeiten, Phys. Zeitschr., 21 (1939), S. 645.
- [12] Wien, M.: Bemerkungen zu der Arbeit von O. Ardenne, Groos und Ootherbein, Dispersionsmessungen im Gebiet der Dezimeterwellen, Phys. Zeitschr., 39 (1936).
- [13] v. Ardenne, M., Groos, O., Ootherbein, G.: Dispersionsmessungen im Gebiet der Dezimeterwellen, Phys. Zeitschr., 39 (1936), S. 533.
- [14] Cirkler, W., Kuny, W.: Das Frequenzverhalten keramischer Dielektrika im Bereich von  $10^2$  bis  $5 \cdot 10^9$  Hz, Frequenz, 15 (1961) 9, S. 277—286.
- [15] Debye, P.: Hochfrequenzverluste und Molekülstruktur, Phys. Zeitschr., 35 (1934), S. 101.
- [16] Debye, P.:  
Polare Moleküle, Hirzel Verlag;  
Polar Molecules, Dover Publ. Nr. 4, 1945.
- [17] Fröhlich, H.: Theory of dielectrics,  
Clarendon Press, Oxford 1958.
- [18] Wescon, L. G.: Tables of electric dipoles moments,  
Techn. Press, Cambridge 1948.
- [19] Digest of the literature on dielectrics,  
National Academy of Sciences — Nat. Res. Council, Wash. DC Vol. XIX (1955) ... Vol. XXIII (1959).
- [20] Budo, A., Fischer, E. und Migamoto, S.: Einfluß der Molekülform auf die elektrische Relaxation,  
Phys. Zeitschr., 11 (1939), S. 337.

### Zu Kapitel 3

- [3] sowie:
- [21] Montgomery, C. G., Dicke, R. H., Purcell, E. M.: Principles of microwave circuits,  
Massachusetts Institute of Technology Vol. 8,  
McGraw-Hill Book Company, Inc., 1948.

- [22] G u n d l a c h , F. W.: Grundlagen der Höchsthfrequenztechnik, Springer-Verlag 1950.
- [23] M e i n k e , H. H.: Theorie der Hochfrequenzschaltungen, Verlag R. Oldenbourg 1951.
- [24] M a r c u v i t z , N.: Waveguide handbook, Massachusetts Institute of Technology Vol. 10, McGraw-Hill Book Company, Inc., 1951.
- [25] M e i n k e , H. H., G u n d l a c h , F. W.: Taschenbuch der Hochfrequenztechnik, Springer-Verlag 1961.
- [26] H a r v e y , A. F.: Microwave engineering, Academic Press, London and New York, Dt. Vertr.: Minerva GmbH., Frankfurt/Main, Holbeinstr. 25—27.
- [27] S t a r r , A. T.: Radio and radar technique, London Sir Isaac Pitman and Sons, Ltd., 1953.
- [28] R e i c h , H. J.: Very high-frequency techniques, Vol. I / Vol. II, McGraw-Hill Book Company, Inc., 1947.
- [29] M e i n k e , H. H.: Felder und Wellen in Hohlleitern, Verlag R. Oldenbourg 1949.
- [30] S c h m i d t , W.: Mikrowellengeneratoren mit abgeschlossenem Arbeitsraum zur dielektrischen Erwärmung von Nahrungsmitteln und Industrieprodukten, Elektronische Rundschau, 12 (1958) 11, S. 390—393; 12 (1958) 12, S. 417—420; 13 (1959) 1, S. 13—16.
- [31] Microwave generators coupled to a loaded cavity for dielectric heating of foodstuffs and industrial products, Electronic Application Vol. 19, No. 4, pp. 1—18.  
S c h m i d t , W.: Dauerstrichmagnetrons und ihre Anwendung im Mikrowellengerät, Philips Technische Rundschau, 21 (1959/60) 12, S. 341—355.
- [32] P e t e r s , W.: Der Hochfrequenzstrahlungsherd, Heiz.-Lüft.-Haustechnik, 9 (1958) 4, S. 85—91; 9 (1958) 5, S. 110—114.
- [33] P e t e r s , W.: Technische Probleme und praktische Verwendungsmöglichkeiten des Hochfrequenzstrahlungsherds, Elektrizitätsverwertung, 33 (1958) 5, S. 111—119.

- [34] Tappan's Electronic Range,  
Appliance Manufacturer (1956) 4, p. 42.
- [35] Noone, A. A.: The electronic range, a revolution in cooking,  
Electrical Merchandising (1957) 5, p. 62.
- [36] Harm, A.: Dielektrische Heizung in der Tabak- und Zigaretten-  
industrie,  
Elektrowärme-Technik, 4 (1958) 1, S. 11—15.
- [37] Martin, H. J.: Dielektrische Trocknung feuchter keramischer Massen,  
Elektrotechnik, 4 (1950) 9, S. 314—322.
- [38] Brinkmann, K. und Marderwald, E.: Dielektrische Trocknung  
der Papierisolation von Hochspannungskabeln,  
ETZ-A, 73 (1952) 14, S. 449—450.
- [39] Brockhuizen, S. und Schilenburg, A.: Tot dusverre Verkregen  
Resulataten Met Het Hoogfrequent Bakken van Brood,  
Bakkerij-Wetenschap (1950).
- [40] Kriebel, U.: Grenzen des Hochfrequenz-Schweißens von Kunststoffen,  
Elektro-Technik (1960) 15/16, S. 128—130.
- [41] Pound, J.: Dielektrische Erwärmung zur Kunstharzverleimung von  
Holz,  
Elektrowärme, 17 (1959) 5/6, S. 189—194.
- [42] Halling, H. H.: Hochfrequenz-trocknung einer keramischen Masse,  
Elektrowärme, 18 (1960) 3, S. 62—66.
- [43] Finn-Kelcey, P.: The applications of electricity to crops drying on  
farms — A critical review,  
The Brit. Electr. and Allied Ind. Res. Ass. Techn. Rep. Ref. W/T 25.
- [44] Pipard, A. B.: The Hoghorn — An electromagnetic horn radiator of  
mediums-sized aperture,  
Journ. IEE, 93 (1948), S. 1536—1538.

#### **Zu Kapitel 4**

[3], [22] sowie:

- [45] Klam m, P.: Eigenschaften und Anwendungen von Dauerstrichmagne-  
trons, Valvo-Berichte, Bd. VII (1961), S. 1—54.

- [46] H i n k e l , K.: Magnetrons,  
Philips Technische Bibliothek, 1961.
- [47] R o t h e , H. und K l e e n , W.: Elektronenröhren,  
Akad. Verlagsges., Leipzig 1948.
- [48] K o w a l e n k o : Mikrowellenröhren,  
Verlag Technik, Berlin, und Porta Verlag, München, 1957.
- [49] C o l l i n s , G. B.: Microwave magnetrons,  
McGraw-Hill Book Company, 1948.
- [50] K o b a y a s h i , D.: A new analysis of magnetrons,  
Rep. Electr. Comm. Lab. Nippon, 7 (1959) 4, pp. 100—115.
- [51] S c h m i d t , W.: Continuous-wave magnetrons types 7091 and 7292,  
Electronic Application Vol. 20, No. 1, pp. 13—23.
- [52] A. C. Operation of continuous-wave magnetrons,  
Electronic Application Vol. 18, No. 4, pp. 158—162.
- [53] Current limitation of a.c.-operated continuous-wave magnetrons by  
means of an inductance,  
Electronic Application Vol. 18, No. 4, pp. 163—170.
- [54] S c h m i d t , W.: Das Dauerstrichmagnetron VALVO 7091,  
Elektronische Rundschau, 12 (1958) 9, S. 309—314.

### Zu Kapitel 5

- [23], [25], [28] sowie:
- [55] G o l o m b e k , W.: Zusammenhang zwischen Spitzen-, Mittel- und  
Effektivwert von Strom und Spannung am Dauerstrichmagnetron  
VALVO 7091,  
Elektronische Rundschau, 14 (1960), S. 517—521.
- [56] M o n t g o m e r y , C. G.: Technique of power measurements,  
M. I. T. Rad. Lab. Ser. McGraw-Hill Book Co., Inc., N. Y.,  
Vol. 11, 1947.
- [57] W i n d , M. und R a p a p o r t , H.:  
Handbook of microwave measurements Vol. I 1954/55, Vol. II 1958.  
Polytechnic Press of the Polytechnic Institute of Brooklyn.

- [58] Weißfloch, A.: Schaltungstheorie und Meßtechnik des Dezimeter- und Zentimeterwellen-Gebietes, Birkhäuser-Verlag, Basel und Stuttgart 1954.
- [59] Tischer, F. J.: Mikrowellen-Meßtechnik, Springer-Verlag 1958.
- [60] Meinke, H. H.: Kurven, Formeln und Daten aus der Dezimeterwellentechnik, Als Manuskript gedruckt zum Gebrauch an der Technischen Hochschule München.
- [61] Starr, A. T.: Radio and radar technique, London Sir Isaac Pitman and Sons, Ltd., 1953.
- [62] Deschamps, G. A.: Geometric viewpoints in the representation of waveguides and waveguide junctions, Proceedings of the Symposium on Modern Network Synthesis 1952.
- [63] Deschamps, G. A.: Geometrical representation of the polarization of a plane electromagnetic wave, Proceedings of the IRE, May 1951, Vol. 39, pp. 540—544.
- [64] Stock, J. R. und Kaplan, L. J.: The geometry of representations for active networks, AEÜ, 16 (1962), S. 223—226.
- [65] Kaplan, L. J. und Stock, J. R.: An extension of the reflection coefficient chart to include active networks, Transact. Inst. Radio Engrs. MTT — 7, 1959.
- [66] Stock, J. R. und Kaplan, L. J.: The representation of impedances with negative real parts in the projective chart, Trans. IRE, MTT-7, 1959.
- [67] Kyhl: Plotting impedances with negative resistive components, Trans. IRE, MTT-8, 1960.
- [68] Kaplan, L. J. und Stock, J. R.: Some comments on the method of Kyhl, Trans., MTT-8, 1960.
- [69] Youla: On scattering matrices normalized to complex part numbers, Proc. IRE, 49, 1961, p. 1221.
- [70] Carlin, Youla: Network synthesis with negative resistors, Proc. IRE, 49, 1961, pp. 907—920.



- [71] *Butterweck*: Die Ersatzwellenquelle,  
AEÜ, 14 (1960), S. 367—372.
- [72] *Stock, J. R. und Kaplan, L. J.*: Non-Euclidean geometric representations for microwave networks,  
Microwave Journal, 5 (1962), 3, pp. 99—105.
- [73] *Stock, J. R. und Kaplan, L. J.*: Non-Euclidean geometric representations for microwave networks,  
Microwave Journal, 5 (1962), 4, pp. 114—120.
- [74] *Großkopf*: Das Reflektometer als Meßinstrument im Kurzwellenbereich,  
Fernmeldetechnische Zeitschrift, 5, 1952, H. 7, S. 307—313.
- [75] *Firestone, W. L.*: Analysis of transmission line directional couplers,  
Proceedings of the IRE, 1954.
- [76] *Kaden, H.*: Loch- und Schlitzkopplungen zwischen koaxialen Leitungssystemen,  
Zeitschrift f. Angew. Physik (1951), S. 2.

## Zu Kapitel 6

- [77] *Kaden, H.*: Die elektromagnetische Schirmung in der Fernmelde- und Hochfrequenztechnik,  
Springer-Verlag 1950.
- [78] *Warner, A.*: Taschenbuch der Funk-Entstörung,  
VDE-Verlag, Berlin 1965.

### *Elektromedizin*

(Wir geben aus sehr zahlreichen Veröffentlichungen die folgenden Beispiele als Querschnitt):

- [79] U. S. Navy Medical Journal, May 1959.
- [80] Microwave Health Hazards:  
British Communications and Electronics, 9 (1962) 3.
- [81] *Gordon, Z. W.*: The biological effects of microwaves an protective measures against them,  
Medical Electronics Conference 3. London 1960,  
(see abstr. 1126 of 1962) pp. 410—411.

- [82] Goldman, D. E.: Short wave electromagnetic radiation as a hazard to personnel,  
Naval Medical Research Inst. Bethesda, Md. 17 Sep. 60, 10 p. 7 refs.,  
Lecture and Review Series No. 60-6, AD - 25 25 82.
- [83] Gordon, Z. V., Lobanova, A., Kitsovskaya, I. A. und Tolgskaya, M. S.: Biological effect of microwaves of low intensity,  
Medical Electronics Biological Engineering, Vol. 1, No. 1, Jan.-Mar. 1963.



