

HEINRICH-HERTZ-INSTITUT — BERLIN-CHARLOTTENBURG

Technischer Bericht Nr. 175

Ein Wellentypwandler
zur Erregung der H_{01} -Welle für 92-140 GHz

Seine Fertigung
und ein Meßverfahren zu den Übertragungseigenschaften

von

Ing. Rudolf Löffler

cand. Ing. Bernhard Enning



Berlin

1 9 7 4

HEINRICH-HERTZ-INSTITUT FÜR SCHWINGUNGSFORSCHUNG
BERLIN-CHARLOTTENBURG

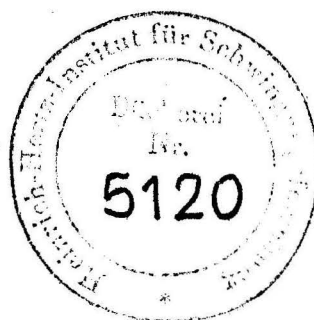
TECHNISCHER BERICHT NR. 175

Ein Wellentypwandler zur Erregung der H_{01} - Welle für 92 - 140 GHz
Seine Fertigung und ein Meßverfahren zu den Übertragungseigenschaften

von

Ing. R. Löffler

cand. Ing. B. Enning



Berlin

1974

Technischer Bericht Nr. 175

Ein Wellentypwandler zur Erregung der H_{01}^o - Welle für 92 - 140 GHz

Seine Fertigung und ein Meßverfahren zu den Übertragungseigenschaften

Zusammenfassung :

Im 1. Teil wird eine Übersicht zu den breitbandigen Anregungsmethoden für die H_{01}^o - Welle gegeben. Anschließend wird die Fertigung eines Doppelwendelnut - Wellentypwandlers, in Anlehnung an das Prinzip v. G.R.P. Mariè, und die eines Scheibenfilters für das F-Band (92 - 140 GHz) beschrieben.

Im 2. Teil wird ein Meßverfahren behandelt mit dem es möglich ist, die Elemente der Streumatrix des Wellentypwandlers zu bestimmen. Es handelt sich dabei um eine Modifikation des Verfahrens nach B. Strebel.

Die Bearbeiter

(Ing. R. Löffler)

Rudolf Löffler
.....

Der Abteilungsleiter

F. W. Gundlach
.....
(Prof. Dr. -Ing. F. W. Gundlach)

(cand. Ing. B. Enning)

B. Enning
.....

Der Institutsdirektor

G. Boerger
.....
(Dr. -Ing. G. Boerger)

Berlin - Charlottenburg, den 27. September 1974

<u>Inhaltsverzeichnis</u>	Seite
1. Liste der verwendeten Symbole und Abkürzungen	2
1.1 Einleitung	3
1.2 Kurze Erläuterungen zu den bekannten breitbandigen Wellentypwandlern	4
1.3 Der Doppelwendelnut-Wellentypwandler und seine Herstellung für das F-Band	8
1.4 Zur Fertigung eines Scheibenfilters mit 5 mm \varnothing	12
1.5 Istmaße und Herstellungsschwierigkeiten	15
2. Meßbeschreibung und Meßdurchführung zur Bestimmung der Übertragungseigenschaften eines Wellentypwandlers	17
2.1 Allgemeine Betrachtung	17
2.2 Meßprinzipien	18
2.2.1 Messungen nach dem Verfahren von Deschamps	18
2.2.2 Wellentypanalyse	21
2.2.2.1 Beschreibung des von Strebel angegebenen Verfahrens zur Bestimmung der Störwellenkomponenten	21
2.2.2.2 Anwendung auf die Aufgabenstellung	24
2.2.2.3 Fehlerabschätzung	28
2.3 Meßvorgang und Aufbau	22
2.4 Fourieranalyse	31
2.5 Zusammenstellung der Meßergebnisse	33
2.5.1 Der Wellentypwandler ohne Scheibenfilter	33
2.5.2 Einfluß des Scheibenfilters	33
2.5.3 Genauigkeit der ermittelten Streumatrixkoeffizienten	33
2.6 Vergleichsdaten und Kritik der Meßergebnisse	34
3. Tabellarische Zusammenstellung der ausbreitungsfähigen Wellentypen im eingangs- und ausgangsseitigen Hohlleiter des Wellentypwandlers	36
4. Literaturverzeichnis der im Text angegebenen Literatur und weitere Literatur zu einzelnen Sachgebieten.	38 39

Liste der verwendeten Symbole

a [dB]	Dämpfungskonstante in Decibel
\underline{a}_v	Zulaufende Wellengrößen
$a \times b$	Längsseite mal Schmalseite des Rechteckhohlleiterquerschnitts
\underline{b}_v	Ablaufende Wellengrößen
C	Konstante
D	Durchmesser
f_o	Freiraumfrequenz
h	Detektoranzeige bei linearer Gleichrichtung
h_{qu}	Detektoranzeige bei quadratischer Gleichrichtung
K	Koppelfaktor
l	Stellung des automatisch bewegten Kurzschlußschiebers
L	Stellung des Kurzschlußschiebers am Welligkeitsindikator
m	Zahl der Wellentypen
n	Nummer der Harmonischen bei der Fourieranalyse
$\underline{r}, \underline{r}'$	Reflexionsfaktoren
$\underline{R}_1, \underline{R}_2$	Restglieder
$\underline{S}_{\mu v}$	Streumatrixelement
β_{Hik}	Phasenkonstante des Wellentyps H_{ik}
β_{Eik}	Phasenkonstante des Wellentyps E_{ik}
λ_o	Freiraumwellenlänge
λ_c	Kritische Wellenlänge
λ_z	Hohlleiterwellenlänge
Index " * "	Konjugiert - Komplexer Wert

Abkürzungen im Text

HL	Hohlleiter
WTW	Wellentypwandler

1.1 Einleitung

Für experimentelle Untersuchungen der H_{01}^0 - Welle im Kreis-HL stellt sich in den einzelnen Frequenzbändern die Aufgabe, den H_{10}^0 - Wellentyp möglichst über den ganzen Bandbereich umzuformen.

Die dem WTW zugeführte Leistung soll ungedämpft am Ausgang erscheinen, die Störwellentypanregung und Reflexionen sollen klein sein. Läßt sich eine Modenkonversion nicht oder nur begrenzt vermeiden, dann werden Wellentypfilter nachgeschaltet, die von dem Wellengemisch außer der H_{01}^0 - Welle alle anderen gut absorbieren.

Mit der im 2. Teil beschriebenen Wellentypanalyse sollen u.a. Störmoden bzw. ihre Anregungsursache identifiziert werden.

Die ersten breitbandigen WTW entstanden vor ca. 30 Jahren bei Ausbreitungsuntersuchungen mit der H_{01}^0 - Welle im Frequenzbereich bis 9 GHz. Seitdem sind in der Literatur eine Reihe von Wandlern zur Erzeugung der H_{01}^0 -Welle beschrieben worden. Sie wurden für Laborzwecke bis max. 95 GHz angefertigt.

Ein Teil dieser Veröffentlichungen beschreibt WTW, die für breitbandige Meßzwecke nicht geeignet sind, während sich der vorliegende Bericht auf Erreger beschränkt, die nach dem Prinzip der kontinuierlichen Feldverformung arbeiten. Die nach diesem Schema aufgebauten WTW werden als breitbandige Bauteile angesehen.

Die Abt. HF beabsichtigt Messungen im F-Band (92 - 140 GHz) vorzunehmen. Sie sollen zur Klärung der Frage beitragen, wie weit der Übertragungsbereich für Hohlkabel nach höheren Frequenzen (> 80 GHz) verschoben werden kann. Einige der für diese Aufgabe erforderlichen Bauteile werden von den einschlägigen Lieferanten nicht angeboten. Gründe dafür sind, neben der geringen Stückzahl, die Schwierigkeiten bei der Beherrschung der Toleranzen im Mikrowellenbereich > 100 GHz.

Oberhalb 100 GHz werden die eingangsseitigen Querschnitte am WTW so klein,

daß die Einhaltung der Toleranz selbst mit Sondereinrichtungen wie Werkstattmeßmikroskop u. optischem Zentrierer, nur teilweise erreicht wird. Wegen dieser Einschränkung kann ein Wandlungsprinzip, das sich bei niedrigeren Frequenzen (Innenabmessungen 1,8 mm x 3,6 mm) bewährt hat, schon im nächsthöheren Frequenzband zu unbefriedigenden Ergebnissen führen.

1.2 Übersicht zu den bekannten breitbandigen WTW

$H_{10}^{\square} \rightarrow H_{01}^{\circ}$ WTW mit stetiger Querschnittsänderung arbeiten im V-Band (50 - 75 GHz) über die ganze Frequenzbreite befriedigend störungsarm. Die angestrebte Feldverformung wird durch allmähliche Änderung der Querschnittskonturen erreicht und läßt sich anhand der dem jeweiligen Querschnitt zugeordneten Feldbilder veranschaulichen.

Nach der Art des Übergangsprofils kann man nach dieser Anregungsmethode drei Gruppen unterscheiden:

Kreissektor - WTW (King'scher Übergang)

Kreuzhohlleiter - WTW (Marië- Erreger)

Achtfach, phasengleich geteilter H_{10}^{\square} - Rechteck - HL (Eindeutiger Übergang)

1.2.1 Kreissektor - Wandler

- a) Das erstmals v. King und Ortusi [1949] verwirklichte Erregerprinzip für die H_{01}° - Welle geht von einem H_{10}^{\square} - Rechteck-HL aus, der sich zunächst zu einem Kreissektor verengt (Bild 1). Anschließend wird der Sektorwinkel stetig zum Vollkreis vergrößert.
- b) G. C. Southworth [1950] modifizierte diesen WTW (Bild 2). Er speist einen Doppelsektor - HL mit einer H_{20}^{\square} - Welle und erreicht durch diese Maßnahme, daß die Feldlinien weniger gedehnt werden; nach Schuegraf [1966] erfolgt aber eine H_{21}° - Anregung von ca. 30 %.
- c) P. H. Wolfert [1963] beschreibt eine Verbesserung der Eingangsseite des King'schen Erregers (Bild 3). Man kann die hierbei zugrunde liegende Idee vereinfacht als eine durch Kantenverrundungen besser an den Rechteck-HL angepasste Querschnittsverformung betrachten.

Bild 1 :

H_{01}^0 - Erreger n. A.P.King

Fertigung in 3 Sektionen

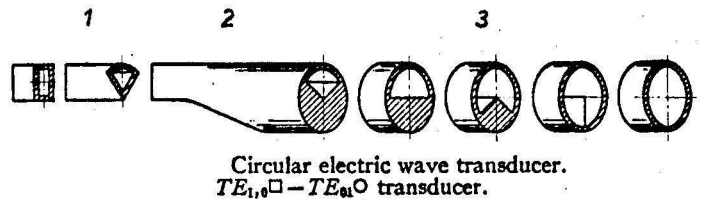


Bild 2 :

Kombination von 2 WTW
n. G.C. Southworth.

Im Doppelsektor werden die
Feldlinien weniger gedehnt.

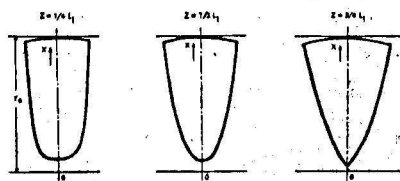
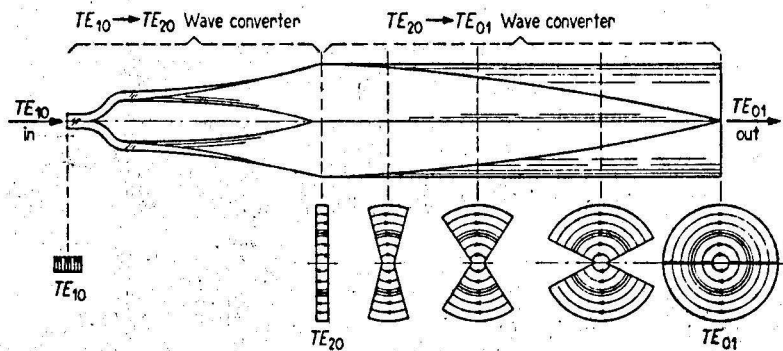
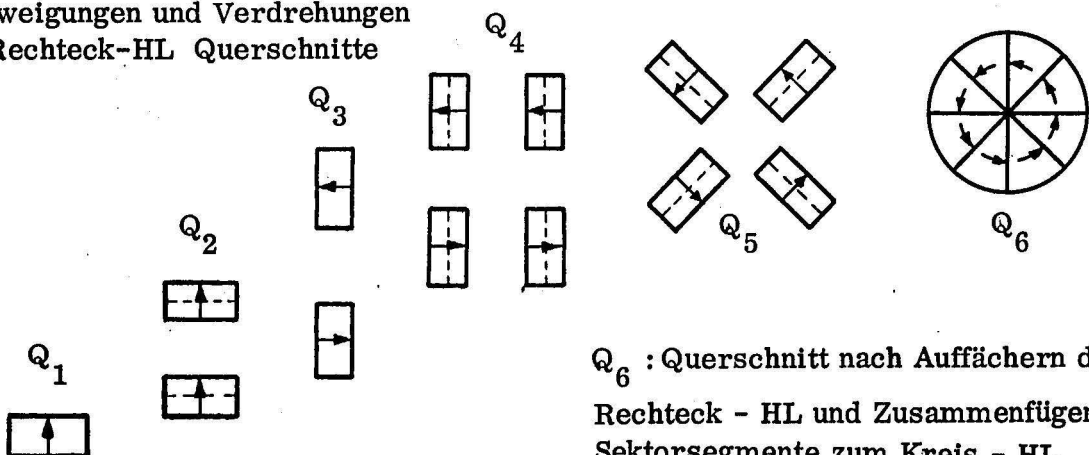


Bild 3 :

Verbesserung der 1. Sektion des Kreissektor WTW
P.H. Wolfert erreicht durch Kantenverrundung
bessere Anpassung.

Bild 4 : Eindeutiger Übergang n. E. Schuegraf

$Q_1 \dots Q_5$: Aufeinanderfolge der
Verzweigungen und Verdrehungen
der Rechteck-HL Querschnitte



Q_6 : Querschnitt nach Auffächern der
Rechteck - HL und Zusammenfügen der
Sektorsegmente zum Kreis - HL

- d) Detaillierte Berechnungen für den Kreissektor-Wandler werden von H.D. Rüpke [Diss. 1962] angegeben, insbesondere die Steigungsfunktion, (Änderung des Sektorwinkels als Funktion der Längskoordinate) die für den Werkstattbereich von Interesse ist.

Es wird darin gezeigt, daß die Steigung nach einer \cos - Funktion :

$\alpha(z) = \alpha_0 + \left(2\pi - \frac{\alpha_0}{2}\right) \left(1 - \cos \frac{\pi z}{L}\right)$ eine annähernd gleichbleibende Störmodenanregung über die Frequenz zur Folge hat, während die lineare Steigung schwankende Störmodenamplituden bewirkt.

Hinsichtlich der Länge des Wandlers wurde mit der normierten Länge L/r , (r = Hohlleiterradius) gerechnet.

Die Störmodenanregungen für normierte Längen von 20 und 12 sind miteinander verglichen worden. Aus der Tendenz wird ersichtlich, daß mit wachsendem mittlerem Steigungswinkel ($L/r = 20$; mit $\alpha(z) = 81^\circ 40'$) die Störmodenamplituden abnehmen; zum Vergleich ($L/r = 12$ ergibt $\alpha(z) = 76^\circ 15'$).

Die Untersuchungen wurden mit einem 50 mm Rundhohlleiter bei ca. 10 GHz durchgeführt.

1.2.2 Kreuzhohlleiter - Wandler

- a) G.R.P. Mariè [1959] schlägt im wesentlichen Abschnitt des Wandlers einen Kreuz - HL vor. (Bild 4)

In der T-förmigen 1. Sektion wird eine H_{20}^{\square} - Welle erzeugt. Anschließend wird durch Auffächern des Querschnitts von außen ein Kreuzprofil mit konstantem Fächerwinkel erreicht. Am Ausgang der 2. Sektion des WTW liegen zwei sich im Kreuz durchdringende H_{20}^{\square} - Wellen vor. In der 3. Sektion münden die Fächersegmente in den Kreis - HL, wobei sie sich kurvenförmig erweitern. Ausführliche Hinweise auch zur Fertigung findet man bei M.A. Gerdine [1970].

Kuzmin und Makarow [1961] beschreiben eine Vereinfachung der nach Mariè schwierig herzustellenden 2. Sektion (Bild 5). Während das Originalprinzip Wendelflächen zur Erzeugung des Kreuz - HL vorsieht, zeigt der veröffentlichte Vorschlag Pyramidenschnitte. Die dadurch am Rand auftretenden Symmetriestörungen deuten aber auf mögliche Feldverzerrungen hin.

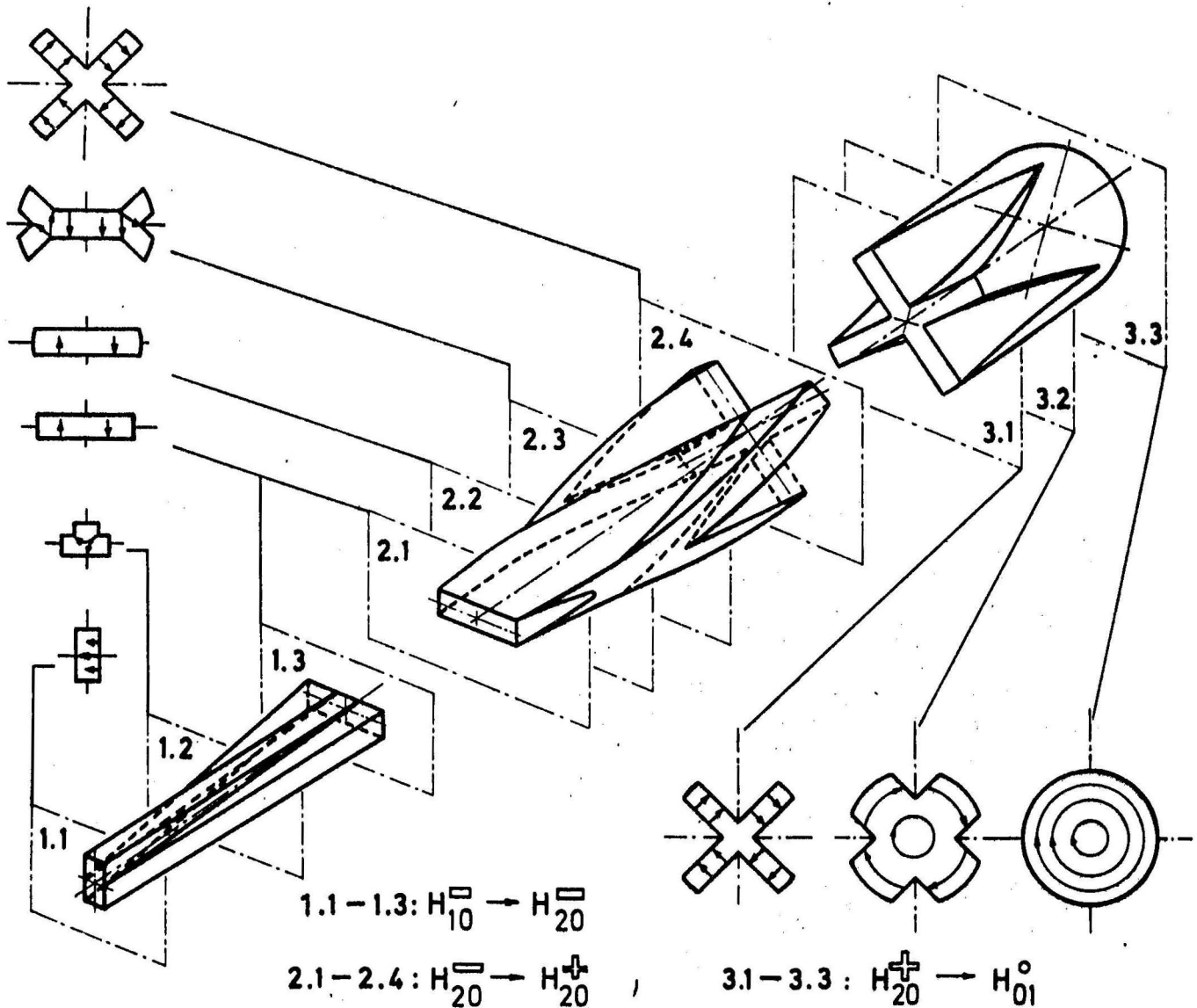
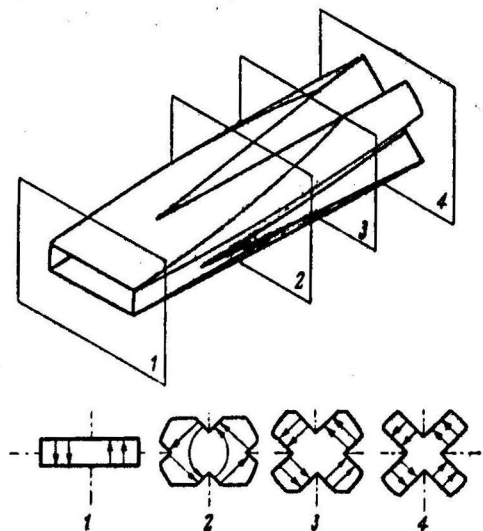


Bild 4: Kernsegmente eines H_{01}^o -Erregers nach Marié

Bild 5: Vereinfachung der
 2. Sektion nach Kuzmin
 u. Makarov.

Erleichterung für die Fer-
 tigung durch Kegelschnitte.
 Skizze aus [9]



1.2.3 Eindeutiger Übergang

Das von Schuegraf [1966] angegebene Verfahren zur Anregung einer reinen H_{01}^0 - Welle beruht auf dem konsequenten Festhalten an der H_{10}^{\square} - Welle im Rechteck-HL bis unmittelbar vor den Kreis - HL und wird darum als eindeutiges Verfahren bezeichnet (Bild 6) .

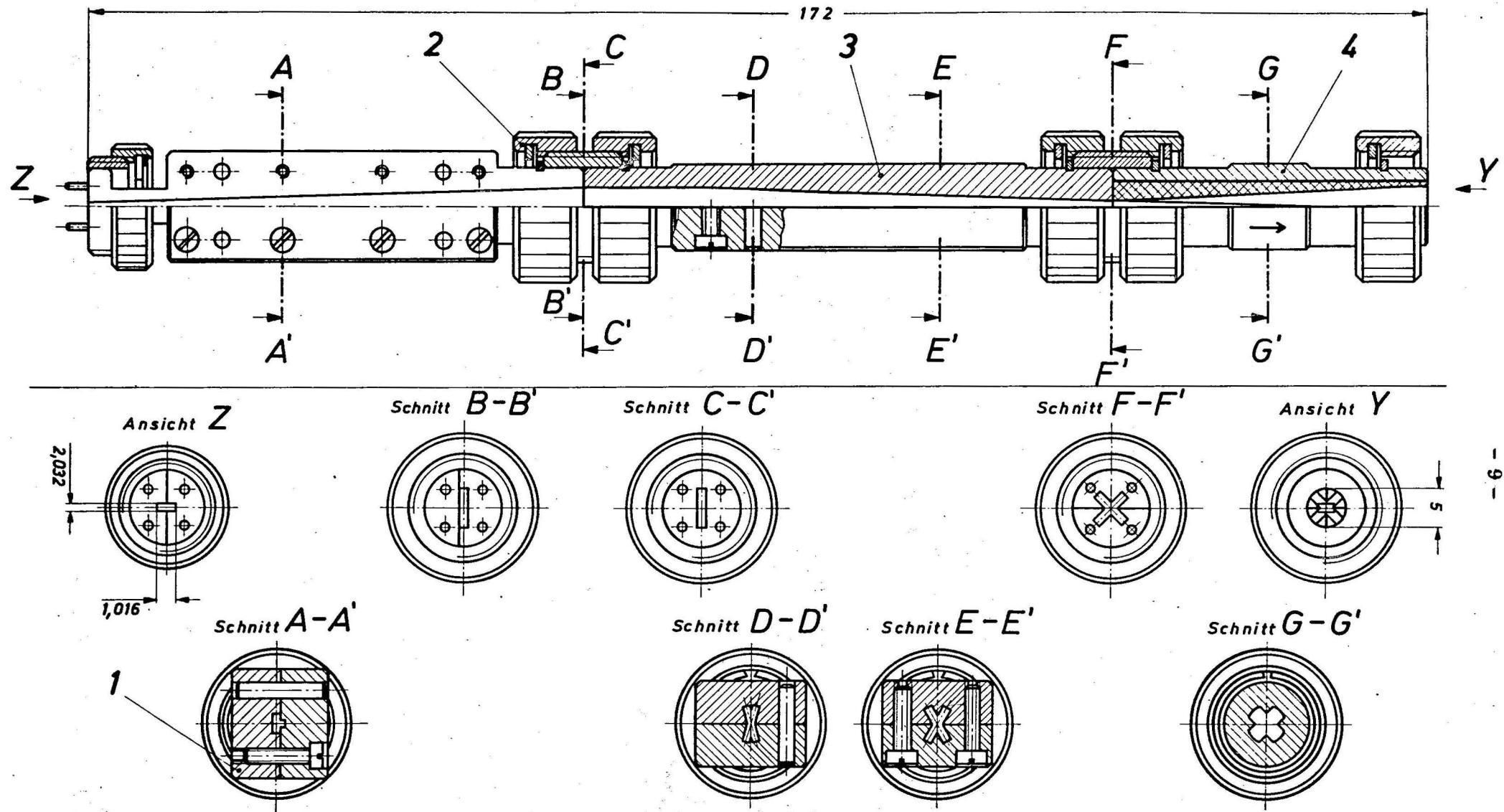
Der Feldverlauf der H_{01}^0 - Welle wird durch dreimaliges Abspalten und gegenseitige 90° Drehung jedes dann schmaleren H_{10}^{\square} - Rechteck - HL angenähert. Das Verengen des Rechteck-HL zum Sektor - HL und die Einführung der acht separaten Zweige in den Kreis - HL ist der letzte Schritt . In diesem Abschnitt tritt die einzige Querschnittsänderung auf, sie ähnelt der Eingangsverformung des King' schen Überganges. Wesentliches Problem bei dieser Lösung ist die notwendige Phasengleichheit in allen Hohlleiterzweigen, d.h. ihre geometrischen Wegdifferenzen müssen Null sein. Diese Bedingung für eine einwandfreie Arbeitsweise setzt der Anwendung im Bereich der Millimeterwellen fertigungstechnische Grenzen.

1.3 Der Doppelwendelnut - WTW

Der erstmals am HHI von Strebel und Vandrey modifizierte WTW nach Mariè war für 40 - 60 GHz ausgelegt. Er entstand aus Überlegungen, die Fertigung zu vereinfachen ohne erhebliche Geometrieänderungen in Kauf zu nehmen.

Das wesentliche Merkmal des Doppelwendelnut - WTW ist die Teilung der ersten zwei Bauteilsektionen in Längsrichtung (Bild 7). Durch diese Maßnahme entsteht ein unerwünschter Trennspace ; bei Berücksichtigung der Feldkonfiguration in diesem Bereich, erscheint er aber von unerheblichem Einfluß . Die außerdem auftretende Abweichung vom Originalquerschnitt des Mariè - Typs dürfte kaum nachteilig sein, weil trotz Einhaltung der Symmetrie zwei Kanten weniger entstehen.

Das Profil entsteht nicht auf dem Umweg eines verlorenen Kerns wie bei der für das Original erforderlichen Galvanoformung, sondern durch direktes Einfräsen der Wendelnuten mit Fingerfräsern auf einer Spiralfräseinrichtung. Die Parameter Drallsinn und Steigung (linear) sind nach dieser Methode einfacher nachzubilden. Sie werden durch einmaliges Einrichten und einfache Einstellungen



4	Kreuz-Rund Übergang	1	Galvanoformung auf Al-Kern
3	Doppelwendelnut Sektion	1	zweiteilig, versilbert
2	Zentrierflansch	4	M14 x 1, Ms 58
1	H ₁₀ →H ₂₀ -Sektion	1	zweiteilig, versilbert
Teil	Benennung	Stck.	Bemerkung

Doppelwendelnut - Wellentypwandler

Frequenz: 90 - 140 GHz (N-Band)

M 1,4:1

Bild 7

an der Werkzeugmaschine festgelegt.

Der Doppelwendelnut - WTW unterscheidet sich in der Innenkontur vom Mariè-WTW durch Veränderung des Winkels den die Fächer zueinander bilden. Vergl. dazu Bild 4 (2.3) mit Bild 7 (Schnitt E - E') .

1.3.1. Fertigung des Doppelwendelnut - WTW

Die Herstellungstechnik der Bauteile für 90 - 140 GHz stützt sich auf Erfahrungen die bei der Fertigung des gleichen Wandlers im darunterliegenden V-Band gemacht wurden. Im wesentlichen ist die Konstruktion eine Verkleinerung im Maßstab 1 : 2 . Sie zeigt analog der Funktionsweise drei fertigungsgerechte Sektionen, die mit Überwurfmuttern und Zentrierhülsen ohne Achsversatz verbunden werden. Die Verdrehsicherung erfolgt durch Paßstifte deren Anordnung den Rundflanschen der eingangsseitigen HL gleicht.

Wie unter 1.2.2 bereits erläutert, wird die Feldkonfiguration in drei Schritten allmählich geändert:

1. Sektion $H_{10}^{\square} \rightarrow H_{20}^{\square}$
2. Sektion $H_{20}^{\square} \rightarrow H_{20}^{+}$
3. Sektion $H_{20}^{+} \rightarrow H_{01}^{\circ}$

Zur 1. Sektion

Sie kann im Prinzip nach zwei Methoden gefertigt werden, die die gleiche Querschnittsgeometrie zur Folge haben.

Die verwendete Zweiteilung in Längsrichtung verhilft zu der für die zerspannende Bearbeitung wünschenswerten Steifigkeit der Teile; die Fertigungsprozeduren sind in einer gut ausgerüsteten Werkstatt durchführbar.

Die Herstellung mit Hilfe der Galvanoformung , die in diesem Fall nur mit verlorenem Kern möglich ist, hätte demgegenüber den Vorteil der leichteren Profil - kontrolle und des ungestörten Wandstromverlaufs. Es sei hier auf den durch die T-Form bedingten Versatz der HL - Achse hingewiesen der mit Hilfe des Einstellmikroskops auf der Fräsmaschine korrigiert wurde.

Zur 2. Sektion

Zum Zweck der Werkstückaufnahme wird ein brückenähnlicher Werkstückträger mit Einspannzapfen und Zentrierungen angefertigt. Auf dieser Haltevorrichtung wird jeweils eines der vorgearbeiteten Flachstücke verstiftet und mit Schrauben fixiert.

Die Drehung der Spiralfräseeinrichtung erfolgt zwangsweise, sie wird über einen Wechselradsatz vom Horizontalvorschub der Fräsmaschine abgeleitet. Achsialbewegung und Drall sind also eindeutig zugeordnet; die Einhaltung der hier linearen Steigung: $\tan \alpha(z) = l / 2 \pi r$ (l = Länge der Wandlersektion) ergibt $\alpha(z) = 76^\circ 20'$ und wird durch geeignete Kombination der Wechselräder erreicht. Die in der Spannweite der Spiralfräseinrichtung aufgenommene Haltevorrichtung überträgt die wendelerzeugende Bewegung auf die zu bearbeitenden Flachstücke.

Zur Erlangung angemessener Schnittgeschwindigkeiten wird ein Schnellläufer - Aufsatz verwendet (max. 8000 U/min) ; als Werkzeuge werden SS Fingerfräser mit $\varnothing 1 \text{ mm}$ eingesetzt.

Neben der Beschaffung geeigneter Werkzeuge zählt das Auswandern des Fräasers zu den Hauptproblemen dieser Herstellungsmethode. Als Gegenmaßnahme wird die zuerst gefräste Nut mit Gießharz ausgegossen und später ausgelöst.

Das Funkenerosionsverfahren, das für Arbeiten dieser Art sehr gut geeignet erscheint, ist während der Fertigungsplanung alternativ diskutiert worden. Ausschlaggebend für die herkömmliche Fertigung waren neben prinzipiellem Erfahrungsmangel (Elektrodenabnutzung in Verbindung mit der Tiefentoleranz, Kantenverrundung, Oberflächenqualität) die wenig universell einsatzfähigen Sondergeräte und Einrichtungen zur Funkenerosion. Des weiteren würde im vorliegenden Anwendungsfall der besondere Vorzug des Funkenerosionsverfahrens, nämlich die relativ genaue Bearbeitung gehärteter oder naturharter Legierungen, nicht genutzt.

Zur 3. Sektion (Bild 8)

Für dieses Teil bietet sich die Galvanoformung an. Bei entsprechender Wahl des

Kernmaterials (V 2 A) könnte man einen wieder verwendbaren Kern herstellen mit dem durch mehrfaches Aufwachsen eine kleine Serie von Übergängen anzufertigen ist. Mangels Erfahrung in der galvanischen Vorbereitung von widerstandsfähigen Kernen wird Aluminium verwendet, das sich mit Natronlauge auflösen läßt; im Kupfermantel bleibt die leitsilberbelegte Kontur des Kernes zurück .

Die Nuten werden mit einem 90° - Prismenfräser in einen Rundstab mit $10 \cdot \emptyset$ gefräst. Die Einspannung erfolgt in der Spiralfräseinrichtung. Der Rohling-Durchmesser liegt weit über dem Nenndurchmesser um die erforderliche Steifigkeit zu erreichen. Die erheblichen Schnittkräfte beim Fräsen versetzen einen dünneren Stab in Schwingungen, die Rattermarken hinterlassen. Beim nachfolgenden Abdrehen der zu hohen Rippen sind geringere Spanleistungen möglich, die den Stab nicht zum Schwingen anregen. Nach dem Drehen, Entgraten u. Korregieren des Übergangs vom schräg- zum gerade verlaufenden Schnitt des Fräasers, werden Kappen über die Zentrierungen gezogen und die Fugen mit Abdecklack gedichtet.

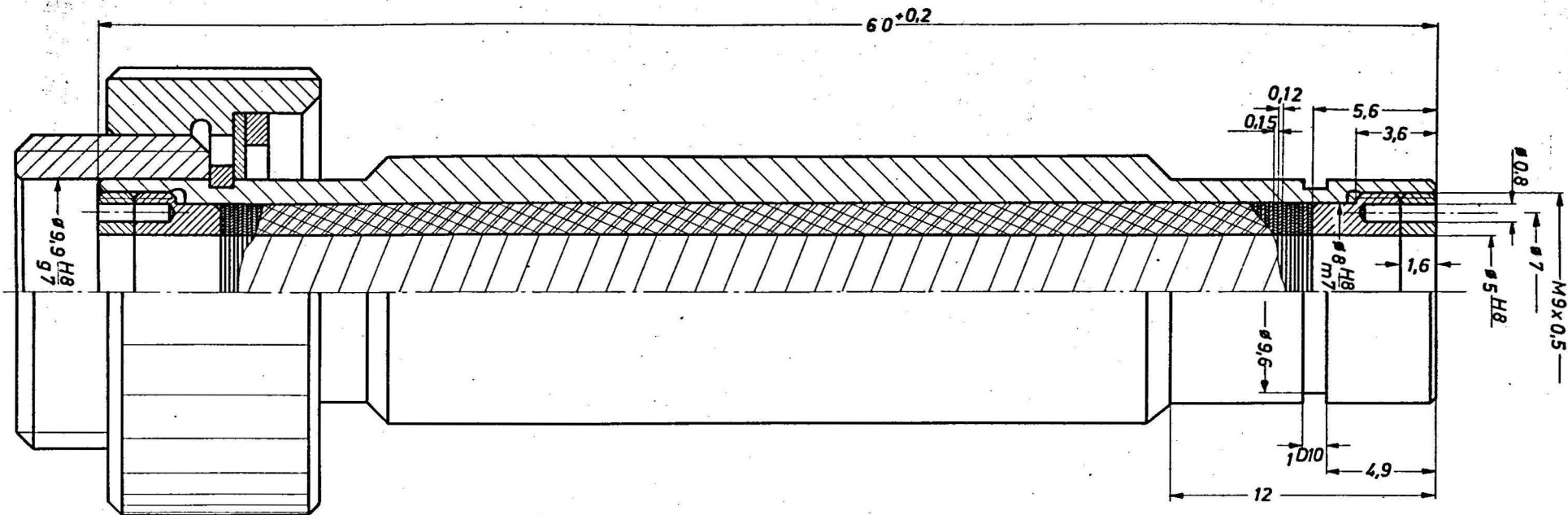
Der nach der Galvanoformung entstandene "Baum" wird so geschnitten, daß die Zentrierungen frei werden ; zwischen Spitzen wird der Mantel übergedreht und eine Kupferhülse zur Stabilisierung aufgelötet. Auch die Hülse wird übergedreht und anschließend der Kern mit Natronlauge ausgelöst. Zum Schluß werden die Ringnuten und Länge gedreht und das fertige Teil unter dem Werkstattmeßmikroskop kontrolliert.

1.4 Das Scheibenfilter

Wie zu Beginn erwähnt, ist eine absolut störmodenfreie H_{01}^0 - Anregung mit breitbandigen Wandlern, insbesondere bei Millimeter - Wellen, kaum zu erreichen. Im später beschriebenen Meßaufbau ist ein Filter hinter den WTW geschaltet, das von Piefke [1957] theoretisch als Scheibenleitung behandelt wird.

Es dämpft alle Wellentypen mit Wandstromverlauf in Ausbreitungsrichtung, wobei sich die Energie dieser Wellen in Wärme umsetzt. Erreicht wird dieser Effekt durch gestapelte Scheibenpaare, die sich aus je einer Leiter- u. einer Dämpfungsscheibe zusammensetzen. Die Dicke eines Paares soll dabei $\ll \lambda_{H_{01}^0}$ sein, im vorliegenden Fall $\ll 5$ mm.

Im Vergleich zu anderen Filterarten sind die Herstellungsbedingungen des Schei-



Scheibenpaar: Synthanefolie < 0,15
Bronze 0,12 federhart

Bild 9
Scheibenfilter Ø5 mm

M 5:1

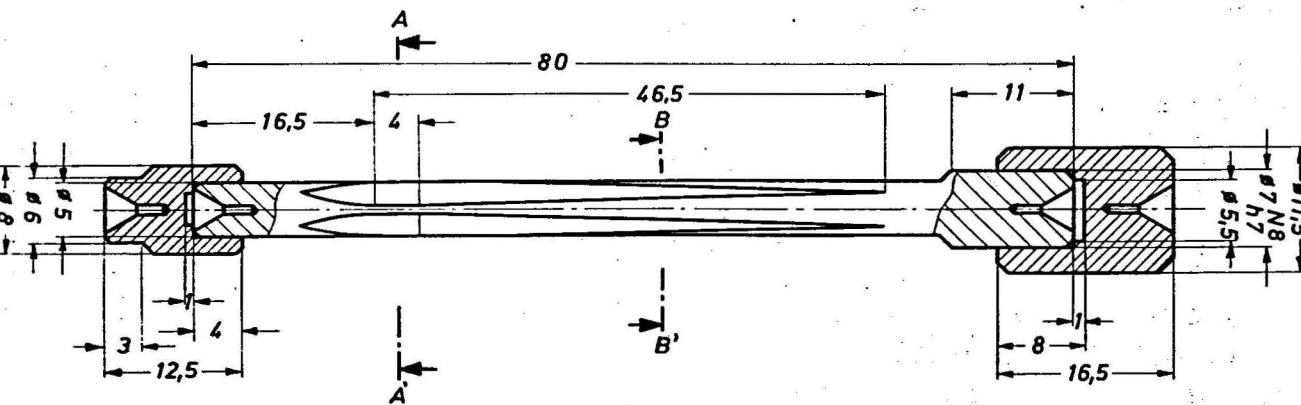
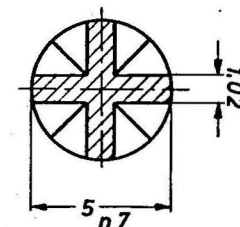


Bild 8

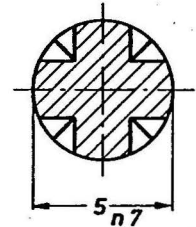
M 2:1

Kern aus Al zur Galvanoformung der 3. Sektion
des Doppelwendelnut - WTW.
Zum Schutz der Zentrierungen Kappen an -
passen und Fugen mit Abdecklack dichten !

Schnitt A - A'



Schnitt B - B'



74	Tag	Name		
Gez.	12.7	LL		
Gepr.	—	—		
Norm.	—	—		
Maßstab 5:1 2:1	Scheibenfilter			HHI BERLIN
Maße ohne Toleranz- ang. nach:	Kreuz - Rund - Kern für die Galvanoformung			

benfilters im Hinblick auf seine Abmessungen günstig.

1.4.1 Zur Aufgabenstellung (Bild 9)

Es werden fünf Anforderungen an die Geometrie gestellt:

- a) Kein Versatz zwischen Filter- und Kupplungsachse
- b) Scheibenpaardicke $\ll 5$ mm
- c) Glatte riefenfreie Oberfläche der Bohrung
- d) Keine Abweichungen von der Kreisgestalt
- e) Knick - und krümmungsfreie Filterachse

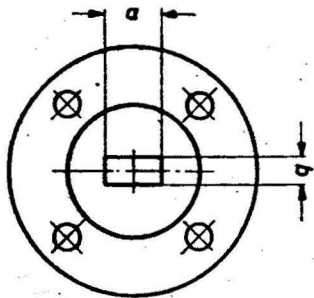
Eine weitere mechanische Bedingung ist der feste Sitz der Filterscheiben. Die Leiterscheiben (Bronze 0, 12 , federhart) wie auch die Dämpfungsscheiben (Synthane 0, 12-0, 15 mm) werden mit 0, 2 mm Übermaß für den Außendurchmesser und 0, 1 mm Untermaß für den Innendurchmesser gestanzt. Die Dicken- toleranz der Dämpfungsscheiben ergibt sich aus der manuell abgeschliffenen Synthanefolie von 0, 3 mm . Auf einem beidseitig zentrierten Dorn werden die Scheiben zu einem Paket gepreßt und der Außendurchmesser auf Paßmaß (m 7) gedreht. Nach dem Fügen der Teile (Filterhülse und Scheibenpaket verschraubt) werden die Außenkonturen der Hülse fertiggedreht. Die weitere Bearbeitung erfolgt mit Stirnreibahlen an rotierendem Werkstück. Überlegungen, das Tieflochbohren mit rotierender, zweistellig gelagerter Bohrstange zu lösen, haben erkennen lassen, daß im Bereich dieser Abmessungen verhältnismäßig aufwendige Hilfsmittel erforderlich sind. Die Schichtung der besonders in Bezug auf die Zerspanbarkeit sehr unterschiedlichen Materialien ist ein weiterer Grund, zunächst mit vorhandenen Werkzeugen und Einrichtungen zu arbeiten. Auf diesem Weg lassen sich günstige Werte für Schnittgeschwindigkeit, Vorschub und die Winkel am Werkzeug finden.

1.5 Istmaße und Herstellungsschwierigkeiten

Mit Rücksicht auf die vorhandenen oder lieferbaren Werkzeuge werden die Innenkonturen des Wandlers und Filters nach H 9 toleriert, das bedeutet, bezogen auf die Innenabmessungen des Wandlers, daß das Toleranzfeld max. 1,5 % beträgt, nämlich 30 μm . Hinsichtlich der Oberflächenbeschaffenheit sollte die Qualität 9 besonders in den unzugänglichen Abschnitten durch manuelle Nacharbeit erreicht werden.

Die an den frequenzabhängigen Größen orientierte hohe Toleranzforderung ließ sich mit einem werkstattüblichen Maschinenpark und, wegen der kleinen Abmessungen begrenzten Werkzeugsortiment, nicht einhalten.

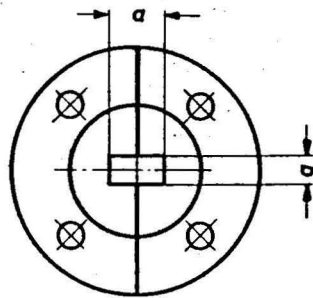
Die Istmaßskizzen (Bild 7a) für die Querschnitte der einzelnen Sektionen zeigen, daß die Abweichungen zueinander außerhalb des vorgegebenen Toleranzfeldes liegen. Die Summation unvermeidbarer systematischer Fehler, bedingt durch Umspannen, Arbeitsgenauigkeit der Werkzeugmaschinen etc. läßt für komplizierte Konturen dieser Größe, trotz sorgfältigster Ausführung, nur sehr schwer Toleranzqualitäten erreichen, wie man sie für gerade einfache Hohlleiterstücke fordert. In Bezug auf die Konstruktion und die entsprechende maßgenaue Teilefertigung läßt sich sagen, daß die Schwierigkeiten bei der Toleranzeinhaltung mit der Zahl der erforderlichen Einspannungen während des Fertigungsprozesses wachsen. Im Fall des Doppelwendelnut - WTW ist diese Zahl, bedingt durch die axiale Trennfuge, relativ hoch. Bei Beurteilung eines Wandlerprinzips und seiner Möglichkeiten, es in der Fertigung eng toleriert zu beherrschen, sollte dieser Aspekt kritischer bewertet werden als in der zuvor erfolgten Übersicht zu den verschiedenen Erregern der H_{01}^0 - Welle. Diese fertigungstechnischen Erfahrungen mit dem Doppelwendelnut - WTW für 92-140 GHz, können als wichtige Hilfe für die Fertigung anderer Bauteile im genannten Frequenzbereich angesehen werden.



FXR – Flansch für F – Band

$$a = 2,037 \pm 0,03$$

$$b = 1,02 \pm 0,025$$

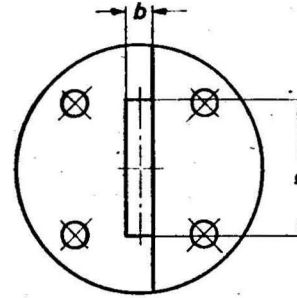


Eingangsseite des Doppel –
wendelnut – WTW

$$1. \text{Sektion } H_{10}^{\square} \rightarrow H_{20}^{\square}$$

$$a = 2,094 \pm 0,01$$

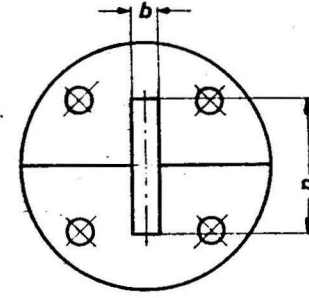
$$b = 1,046 \pm 0,01$$



Ausgangsseite der 1. Sektion

$$a = 5,068 \pm 0,02$$

$$b = 1,088 \pm 0,01$$



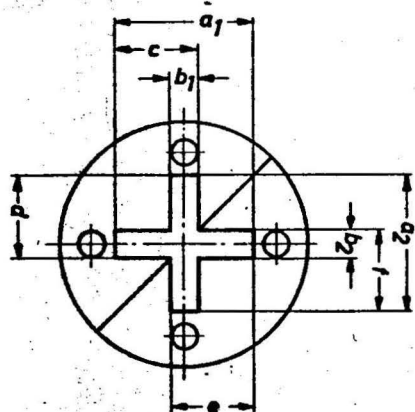
Eingangsseite der 2. Sektion

$$H_{20}^{\square} \rightarrow H_{20}^{+}$$

$$a = 5,045 \pm 0,02$$

$$b = 1,07 \pm 0,015$$

Ausgang an der 2. Sektion



$$a_1 = 5,045 \pm 0,015$$

$$a_2 = 5,098 \pm 0,015$$

$$b_1 = 1,018 \pm 0,015$$

$$b_2 = 1,028 \pm 0,015$$

$$c = 3,026$$

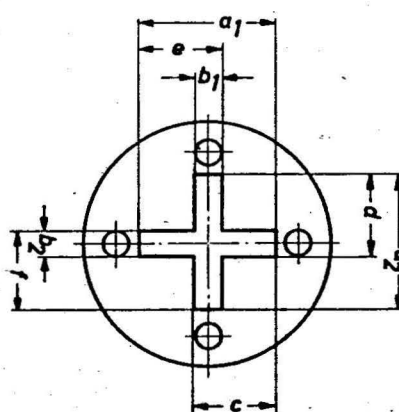
$$d = 3,080$$

$$e = 3,036$$

$$f = 3,054$$

Eingang an der 3. Sektion

$$H_{20}^{+} \rightarrow H_{01}^{\circ}$$



$$a_1 = 5,018 \pm 0,01$$

$$a_2 = 5,016 \pm 0,01$$

$$b_1 = 1,002 \pm 0,01$$

$$b_2 = 1,004 \pm 0,01$$

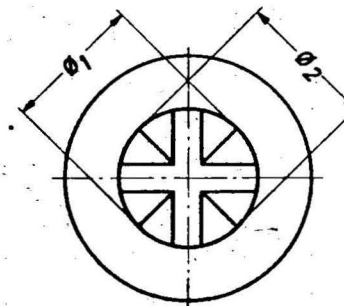
$$c = 3,010$$

$$d = 3,030$$

$$e = 3,008$$

$$f = 2,996$$

Ausgangsseite des Doppel –
wendelnut – WTW



$$\varnothing_1 = 5,014 \pm 0,005$$

$$\varnothing_2 = 5,026 \pm 0,005$$

74	Tag	Name	Bild 10	_____
Gez.	25.7.	DL		
Gepr.	—	—		
Norm.	—	—		
Maßstab	5:1			HHI BERLIN
ISTMASSE				
Innenprofil an den Trenn –				
stellen des Doppelwendelnut				
WTW				
Maße ohne Toleranz- ang. nach:				

2. Meßbeschreibung und Meßdurchführung zur Bestimmung der Übertragungseigenschaften eines Wellentypwandlers

2.1 Allgemeine Betrachtung

Ein Wellentypwandler soll in den meisten Anwendungsfällen einen eingangsseitigen Wellentyp in einen einzigen ausgangsseitigen umwandeln. Genügt er diesen Anforderungen, kann er als Zweitor aufgefaßt werden, und er wird durch die Streumatrix

$$\begin{bmatrix} \underline{S}_{11} & \underline{S}_{12} \\ \underline{S}_{21} & \underline{S}_{22} \end{bmatrix} \quad (1)$$

vollständig beschrieben.

Werden außer dem gewünschten Wellentyp zusätzliche Störwellentypen angeregt, müssen die Verkopplungen zwischen den einzelnen Wellentypen sowie ihre Reflexionsfaktoren mit berücksichtigt werden. Für den hier untersuchten Fall einer $H_{10}^{\square} \rightarrow H_{01}^{\circ}$ Umwandlung nimmt die Streumatrix folgende Form an:

$$\begin{array}{c} \begin{array}{c} H_{10}^{\square} \\ H_{01}^{\circ} \\ \text{Störwellentypen} \end{array} \end{array} \begin{bmatrix} \begin{array}{c} H_{10}^{\square} \\ H_{01}^{\circ} \\ \text{Störwellentypen} \end{array} \begin{array}{c} H_{10}^{\square} \\ H_{01}^{\circ} \\ \text{Störwellentypen} \end{array} \begin{array}{c} H_{10}^{\square} \\ H_{01}^{\circ} \\ \text{Störwellentypen} \end{array} \begin{array}{c} H_{10}^{\square} \\ H_{01}^{\circ} \\ \text{Störwellentypen} \end{array} \begin{array}{c} H_{10}^{\square} \\ H_{01}^{\circ} \\ \text{Störwellentypen} \end{array} \begin{array}{c} H_{10}^{\square} \\ H_{01}^{\circ} \\ \text{Störwellentypen} \end{array} \end{bmatrix} \quad (2)$$

Bei dieser Schreibweise ist berücksichtigt, daß der Wellentypwandler als Übertragungssymmetrisch, verlustbehaftet und passiv aufgefaßt wird.

Im folgenden werden 2 Meßverfahren betrachtet ; der Wellentypwandler wird einmal als Zweitor angesehen, und es werden seine Streumatrixelemente nach (1) mit Hilfe einer Zweitormessung bestimmt. Danach wird ein Verfahren zur Messung der Streumatrixelemente nach (2) behandelt. Die Meßergebnisse werden am Schluß miteinander verglichen.

2.2 Meßprinzipien

2.2.1 Messungen nach dem Verfahren von Deschamps

Ein von Deschamps [1954] veröffentlichtes Verfahren ermöglicht es, die Streumatrixelemente eines verlustbehafteten reziproken Zweitores zu bestimmen. Das Verfahren setzt voraus, daß die in das Meßobjekt einspeisende und der aus dem Meßobjekt herausführende Hohlleiter nur jeweils einen Wellentyp führen

Im vorliegenden Fall des Mariè- Wellentypwandlers wurde es benutzt zur Bestimmung des Eingangsreflexionsfaktors $|S_{11}|$ und zur überschlägigen Ermittlung des Transmissionskoeffizienten $|S_{12}|$ der $H_{10} - H_{01}^o$ -Umwandlung. Es soll deshalb hier kurz behandelt werden.

Der Eingangsreflexionsfaktor einer Zusammenschaltung aus Meßobjekt und ausgangsseitigem Kurzschlußschieber wird bei definierter Stellung des Kurzschlußschiebers gemessen. Der Kurzschlußschieber wird um geradzahlige Bruchteile der halben Hohlleiterwellenlänge im Ausgangshohlleiter verstellt. Aus Punkten im zugehörigen Reflexionsfaktorkreis lassen sich die Streumatrixkoeffizienten durch eine geometrische Konstruktion bestimmen (Bild (10)). Die Meßschaltung zeigt Bild (11) . Der Welligkeitsindikator 5 dient zur Bestimmung des Reflexionsfaktors eines Meßobjektes nach Betrag und Phase. Er wird unter Punkt 2.2.2.2 beschrieben.

Störwellentypen machen sich bei der Aufnahme des Eingangsreflexionsfaktors in der Weise bemerkbar, daß sich die Sehnen entsprechender Punkte nach Bild (10) nicht genau im gemeinsamen Kreuzungspunkt schneiden. Weiter liegen die gemessenen Punkte nicht alle genau auf einem Kreis.

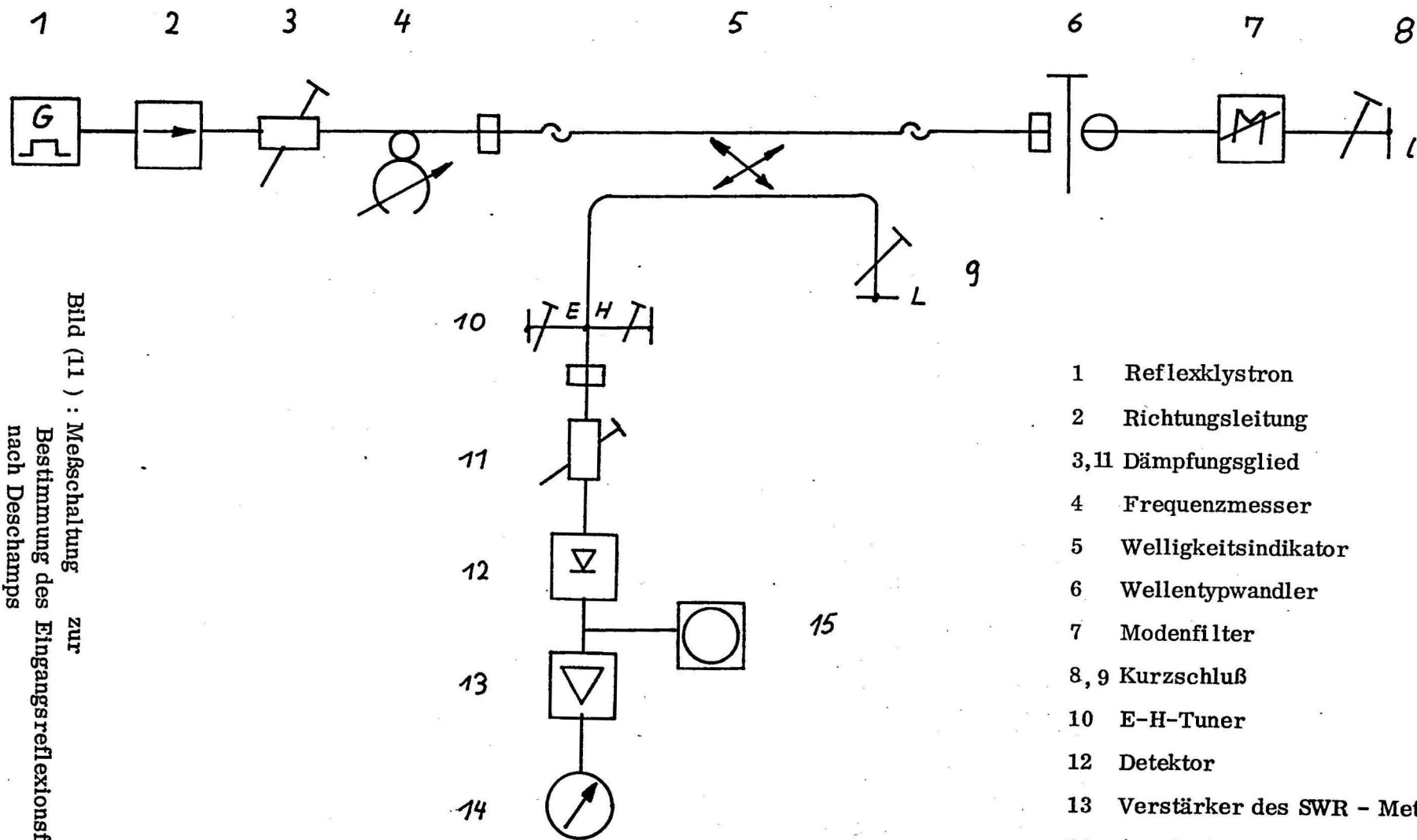
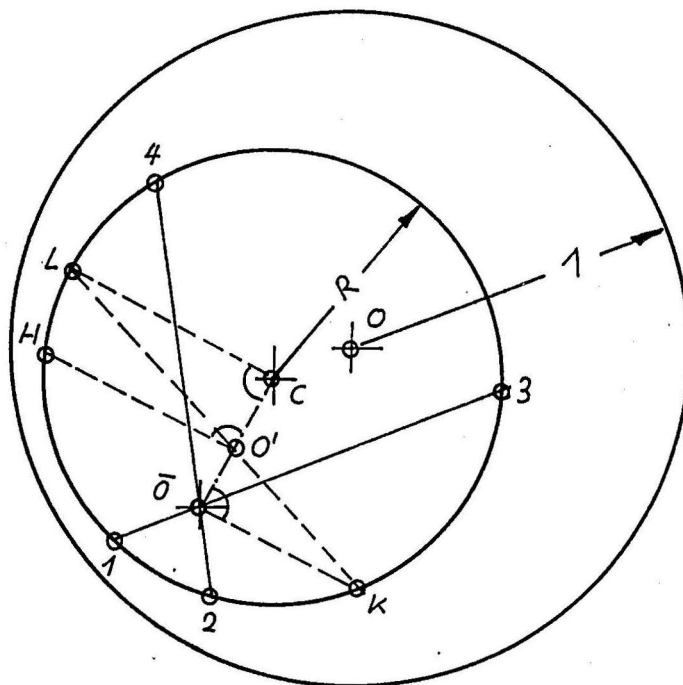


Bild (11) : Messschaltung zur Bestimmung des Eingangsreflexionsfaktors nach Deschamps

- 1 Reflexklystron
- 2 Richtungsleitung
- 3,11 Dämpfungsglied
- 4 Frequenzmesser
- 5 Welligkeitsindikator
- 6 Wellentypwandler
- 7 Modenfilter
- 8,9 Kurzschluß
- 10 E-H-Tuner
- 12 Detektor
- 13 Verstärker des SWR - Meters mit
- 14 Anzeigeinstrument
- 15 Oszillograph



$$| \underline{S}_{11} | = 00'$$

$$| \underline{S}_{22} | = \frac{CO'}{R}$$

$$| \underline{S}_{12} | = \frac{O'H}{\sqrt{R}}$$

Bild (10) Bestimmung der Streumatrixelemente eines Zweitorts nach der Meßmethode von Deschamps, zugehörige Maßschaltungen in Bildern (11, 14)

- Bezeichnungen: 1, 2, 3, 4 gemessene Punkte des Eingangsreflexionsfaktors, hier bei vier Stellungen des Kurzschlußschiebers, die einen Anstand von je $\lambda_z/8$ haben
- 0 Nullpunkt der komplexen Ebene des Eingangsreflexionsfaktors
- C' " Iconocenter "
- C Mittelpunkt des Kreises mit dem Radius R
- \bar{O} Schnittpunkt der Sehnen durch sich entsprechende Punkte 1, 2, 3, 4
" crossover - point "
- K, L, H Hilfspunkte, die zur Konstruktion und Auswertung benötigt werden

2.2.2 Wellentypanalyse

2.2.2.1 Beschreibung des von Strebel angegebenen Verfahrens zur Bestimmung der Störwellenkomponenten.

Von Strebel [1967] wird ein Resonanzmeßverfahren beschrieben, mit dem die vollständige Streumatrix von Wellentypwandlern, die einen eingangsseitigen Wellentyp in ein Gemisch von Ausgangswellentypen transformieren, bestimmt werden kann.

Die Methode beruht auf der Ermittlung von Real- oder Imaginärteil des eingangsseitigen Reflexionsfaktors in Abhängigkeit von der Stellung eines Kurzschlußschiebers am Ausgang. Eine Spektralanalyse der gemessenen Kurve liefert die Streumatrixkoeffizienten. Das Meßobjekt ist die Einkoppelvorrichtung in einen Resonator, in dem die Wellentypen durch ihre Wellenlängen getrennt und identifiziert werden. Der Resonator liegt als gerades Hohlleiterstück zwischen dem Meßobjekt und dem für alle Wellentypen wirksamen Kurzschlußschieber (Bild (12)).

In Bild (13) ist das zugehörige Signalflußdiagramm gezeichnet. Jeder Wellentyp ist durch seine zu - und ablaufenden Wellengrößen dargestellt und hat dementsprechend seinen Eigenreflexionsfaktor. Durch die Transmissionsfaktoren ist jeder Wellentyp mit jedem anderen verkoppelt. Dadurch wird jeder Kreishohlleiterwellentyp angeregt. Weiter gibt es ausgangsseitige Verkopplungen der Kreishohlleiterwellentypen untereinander. Jeder Wellentyp gerät bei entsprechender Stellung des Kurzschlußschiebers in Resonanz. In dem Artikel von Strebel wird nach Fiebig [1961] aus dem Signalflußdiagramm der Eingangsreflexionsfaktor berechnet.

Es ergibt sich :

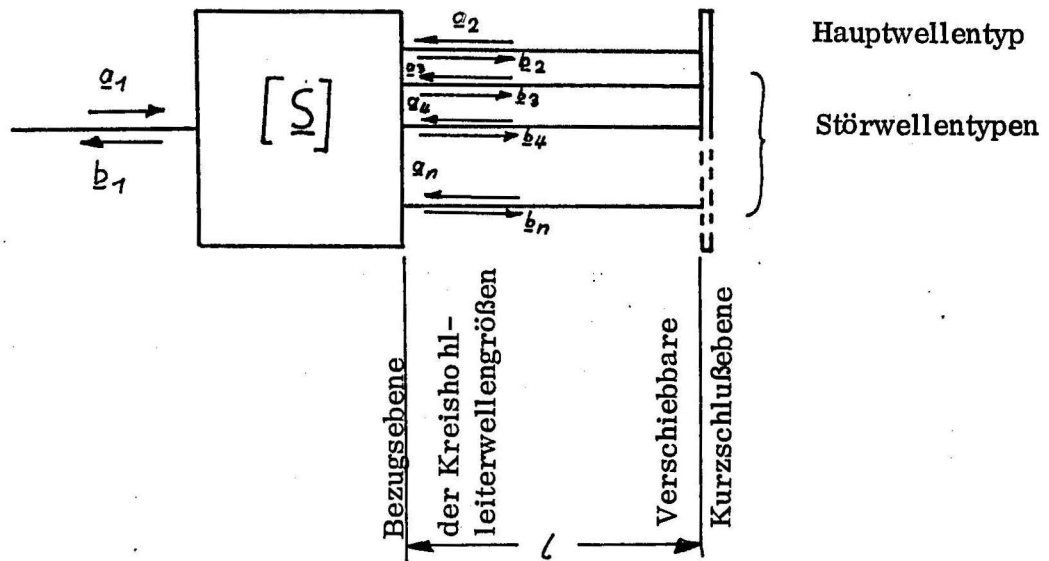


Bild (12) Ersatzschaltbild für den ausgangsseitig kurzgeschlossenen Wellentypwandler nach Strebel

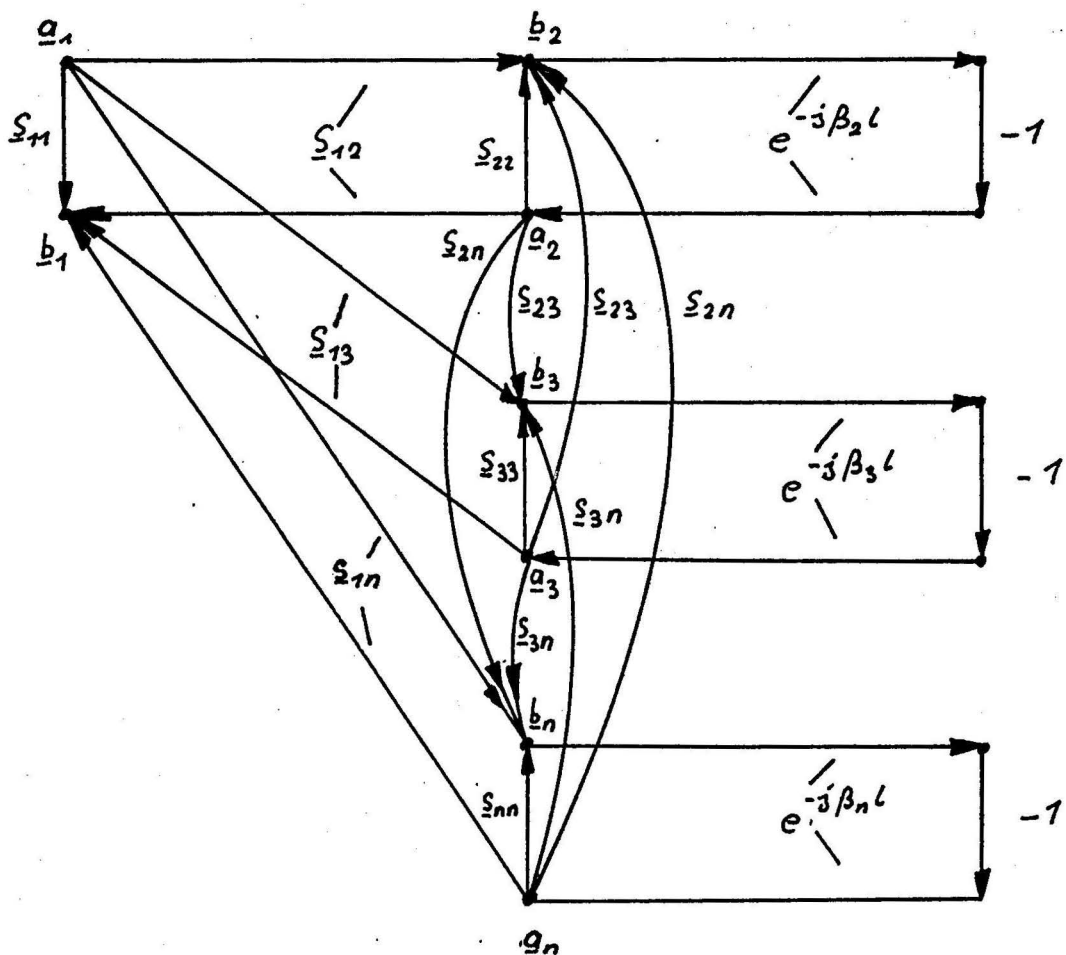


Bild (13) : Signalflußdiagramm zu Bild (12)

$$\begin{aligned}
 \underline{r} = \frac{\underline{b}_1}{\underline{a}_1} &= \underline{s}_{11} - \sum_{v=2}^m \left[\underline{s}_{1v}^2 \cdot e^{-j 2 \beta_v l} \cdot \left\{ \sum_{n_v=0}^{\infty} (-\underline{s}_{vv})^{n_v} \cdot e^{-j 2 n_v \beta_v l} \right\} \right] \\
 &+ 2 \sum_{v=2}^{m-1} \sum_{\mu=v+1}^m \left[\underline{s}_{1v} \underline{s}_{1\mu} \underline{s}_{\mu v} \cdot e^{-j 2 \beta_v l} \cdot e^{-j 2 \beta_{\mu} l} \right. \\
 &\cdot \left\{ \sum_{n_v=0}^{\infty} (-\underline{s}_{vv})^{n_v} \cdot e^{-j 2 n_v \beta_v l} \right\} \cdot \left\{ \sum_{n_{\mu}=0}^{\infty} (-\underline{s}_{\mu\mu})^{n_{\mu}} \cdot e^{-j 2 n_{\mu} \beta_{\mu} l} \right\} \\
 &+ \underline{R}_1 (1)
 \end{aligned} \quad (3)$$

Es ist der Reflexionsfaktor erklärt durch seine raumharmonischen Spektralanteile mit der Kurzschlußschieberstellung 1 als unabhängiger Variablen. Kann man den Realteil oder Imaginärteil des Reflexionsfaktors direkt messen und lassen sich diese Spektralanteile bestimmen, erhält man aus ihnen die gesuchten Größen der Streumatrixelemente. Es sind dann aus Gleichung (3) nur einige Summenglieder erforderlich, weil sonst das System der $\underline{s}_{\mu v}$ überstimmt ist. Faßt man in einem Restglied $\underline{R}_2 (1)$ alle überflüssigen Bestandteile zusammen, dann erhält der Eingangsreflexionsfaktor folgende Gestalt :

$$\begin{aligned}
 \underline{r} = \frac{\underline{b}_1}{\underline{a}_1} &= \underline{s}_{11} - \sum_{v=2}^m \underline{s}_{1v}^2 \cdot e^{-j 2 \beta_v l} \left\{ \sum_{n_v=0}^{\infty} (-\underline{s}_{vv})^{n_v} \cdot e^{-j 2 n_v \beta_v l} \right\} + \\
 &+ 2 \sum_{v=2}^{m-1} \sum_{\mu=v+1}^m \left[\underline{s}_{1v} \cdot \underline{s}_{1\mu} \cdot \underline{s}_{\mu v} \cdot e^{-j 2 (\beta_v + \beta_{\mu}) l} \right] + \\
 &+ \underline{R}_2 (1)
 \end{aligned} \quad (4)$$

Eine Fourieranalyse liefert die Spektralanteile:

$$\underline{S}_{11}$$

Mittelwert

$$-\underline{S}_{1 \nu}^2$$

Koeffizient der ersten Harmonischen des Wellentyps ν ,
also von $2 \beta_{\nu}^1$

$$\underline{S}_{1 \nu}^2 \cdot \underline{S}_{\nu \nu}$$

Koeffizient der zweiten Harmonischen des Wellentyps ν ,
also von $4 \beta_{\nu}^1$

$$2 \underline{S}_{1 \mu} \underline{S}_{1 \nu} \underline{S}_{\mu \nu}$$

Koeffizient der Mischharmonischen der Wellentypen μ
und ν , also von $2 (\beta_{\nu} + \beta_{\mu}) \cdot 1$

2.2.2.2 Anwendung auf die Aufgabenstellung

Es war eine Meßvorrichtung aufzubauen, mit der der Realteil des Eingangsreflexionsfaktors bestimmt werden konnte. Eine Zweisondenmeßleitung, mit der der Realteil direkt zu messen ist, stand für das F-Band nicht zur Verfügung. Nach einem Hinweis in der Vorlesung von Strebel [WS 72/73] ist im folgenden ein Näherungsverfahren für die Bestimmung des Realteils des Reflexionsfaktors angegeben. Vorab muß die Wirkungsweise des Welligkeitsindikators, eines Bauteils der mm - Mikrowellentechnik erläutert werden.

Der Welligkeitsindikator (SWR - indicator) dient dazu, den Eingangsreflexionsfaktor eines Meßobjektes nach Betrag und Phase zu bestimmen. Er besteht aus einem 4-Tor-Richtungskoppler mit einem Präzisionskurzschlußschieber am Tor 4 und einem Detektor am Tor 3 (Bild 14).

In der o.a. Vorlesung wird aus dem zugehörigen Signalflußdiagramm die Beziehung zwischen dem Ausgangssignal am Detektor und der Größe r des Meßobjektes hergeleitet. Bild (15) zeigt das Signalflußdiagramm bei angepaßtem Detektor.

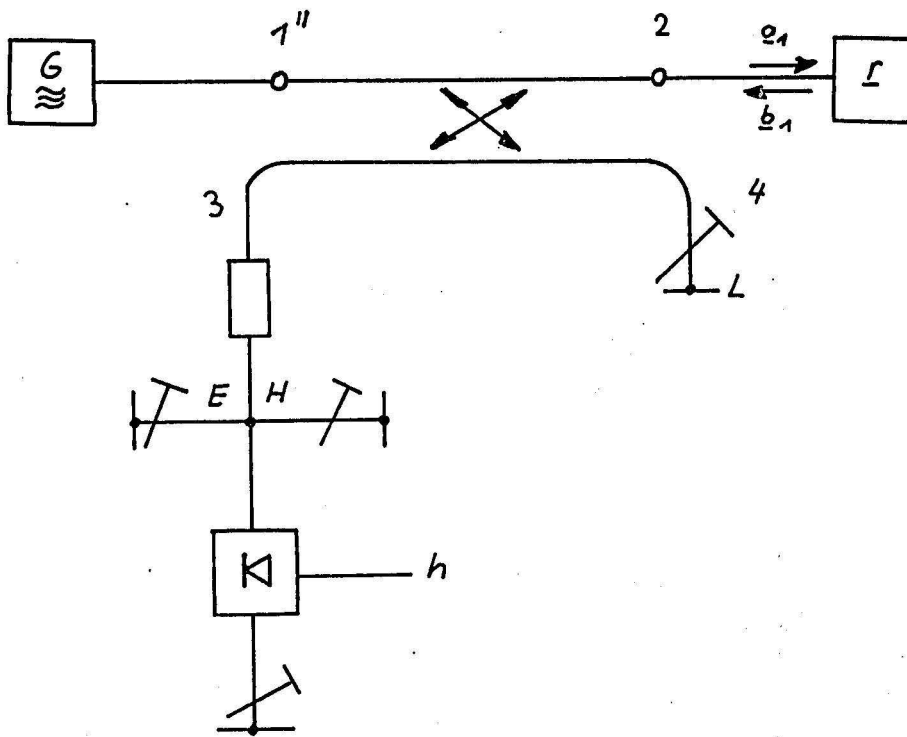


Bild (14) Welligkeitsindikator mit E - H - Tuner und Detektor

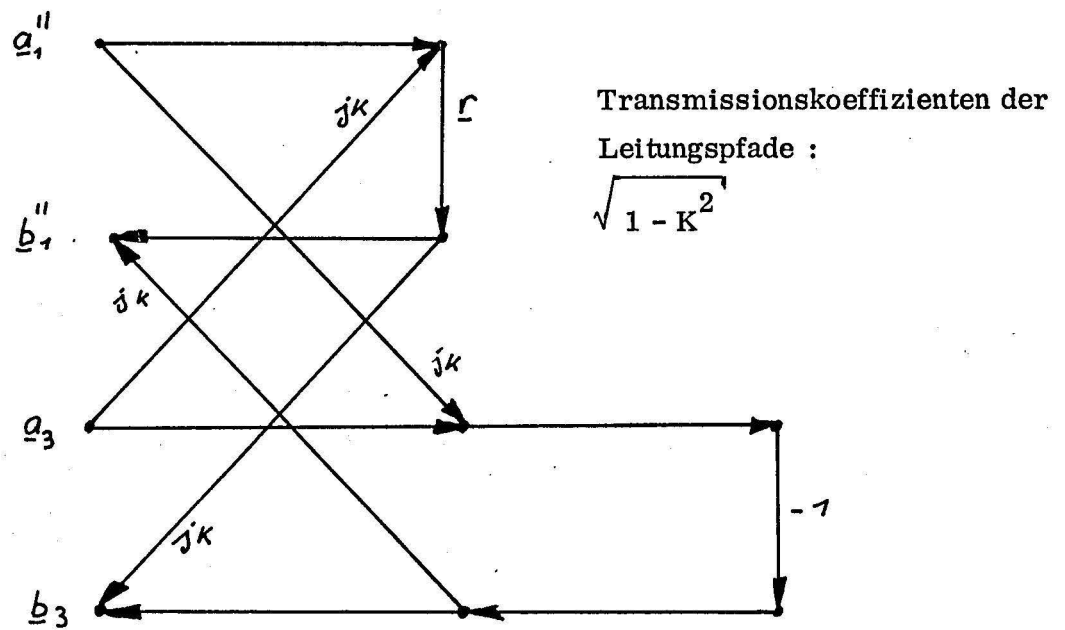


Bild (15) : Signalflußdiagramm zu Bild (14)

Bei linearer Gleichrichtung ergibt sich :

$$h = \left| C \left[1 - \frac{b_1}{a_1} \cdot e^{+j 2 \beta L} \right] \right| \quad (5)$$

Für quadratische Gleichrichtung, wie sie bei dem verwendeten Kristalldetektor vorlag, gilt :

$$h_{qu} = C^2 \left(1 - \frac{b_1}{a_1} \cdot e^{+j 2 \beta L} \right) \left(1 - \left(\frac{b_1}{a_1} \right)^* \cdot e^{-j 2 \beta L} \right)$$

$$h_{qu} = C^2 \left(1 + \left| \frac{b_1}{a_1} \right|^2 - 2 \operatorname{Re} \left\{ \frac{b_1}{a_1} \cdot e^{j 2 \beta L} \right\} \right) \quad (6)$$

Kann das quadratische Glied $\left| \frac{b_1}{a_1} \right|^2$ genügend klein gemacht werden, so geht Gleichung (6) über in

$$h_{qu} = \left(1 - 2 \operatorname{Re} \left\{ \frac{b_1}{a_1} \cdot e^{j 2 \beta L} \right\} \right) \quad (7)$$

Diese Gleichung enthält aber den Realteil des Eingangsreflexionsfaktors einer Anordnung wie er für eine Spektralanalyse der Raumharmonischen nach Gleichung (4) benötigt wird.

Die Realisierung der Meßschaltung die dieser Gleichung (7) genügt, soll anhand Bild (16) erläutert werden.

Vor das zu untersuchende Meßobjekt MO - hier der Wellentypwandler - ist ein Dämpfungsglied geschaltet. Für den Eingangsreflexionsfaktor der Zusammenschaltung von Dämpfungsglied, Meßobjekt und Kurzschluß ergibt sich

$$\underline{r}' = 10^{-\frac{a}{10} [\text{dB}]} \cdot \frac{b_1}{a_1} \quad (8)$$

Gleichung (6) lautet dann für diesen Fall

$$h_{qu} = C \left(1 + 10^{-a \frac{[dB]}{10}} \left[\left| \frac{b_1}{a_1} \right|^2 \cdot 10^{-a \frac{[dB]}{10}} - 2 \operatorname{Re} \left\{ \frac{b_1}{a_1} \cdot e^{+j 2 \pi L} \right\} \right] \right) \quad (9)$$

Bei genügend großer Dämpfung wird der Term $\left| \frac{b_1}{a_1} \right|^2$ gegenüber dem Realteil des Eingangsreflexionsfaktors vernachlässigbar klein. Es läßt sich dann schreiben

$$h_{qu} = C \left(1 - 10^{-a \frac{[dB]}{10}} \cdot 2 \operatorname{Re} \left\{ \frac{b_1}{a_1} \cdot e^{+j 2 \pi L} \right\} \right) \quad (10)$$

2.2.2.3 Fehlerabschätzung

Wegen der geringen Generatorleistung von maximal 10 mW, konnte mit dem Dämpfungsglied in Bild (16) nur eine geringe Dämpfung eingestellt werden, wenn man am Detektor noch eine sinnvolle Signalgröße messen wollte. Experimentell wurde ermittelt, daß eine Dämpfung von 10 dB noch ein genügendes Signal-Rauschverhältnis ergab, um den Eingangsreflexionsfaktor in Abhängigkeit von der Stellung eines automatisch bewegten Kurzschlußschiebers aufnehmen zu können. In Gleichung (9) tritt daher nur ein Faktor von 0,1 auf, der den Einfluß des quadratischen Gliedes verringert. Bei dieser relativ geringen Dämpfung ist es notwendig, sich den Einfluß des Terms $\left| \frac{b_1}{a_1} \right|^2$ aus Gleichung (9) klarzumachen.

Durch Quadrieren von Gleichung (3) kann man nachweisen, daß eine Oberwellenmischung der Raumharmonischen auftritt. Zu den Summengliedern aus Gleichung (3) treten dann noch folgende zusätzliche Komponenten auf :

1. Gleichanteile .
2. Glieder mit gleichen Perioden der Raumharmonischen wie in (3) .
3. Glieder mit Differenzen der Perioden der Raumharmonischen wie in (3) .

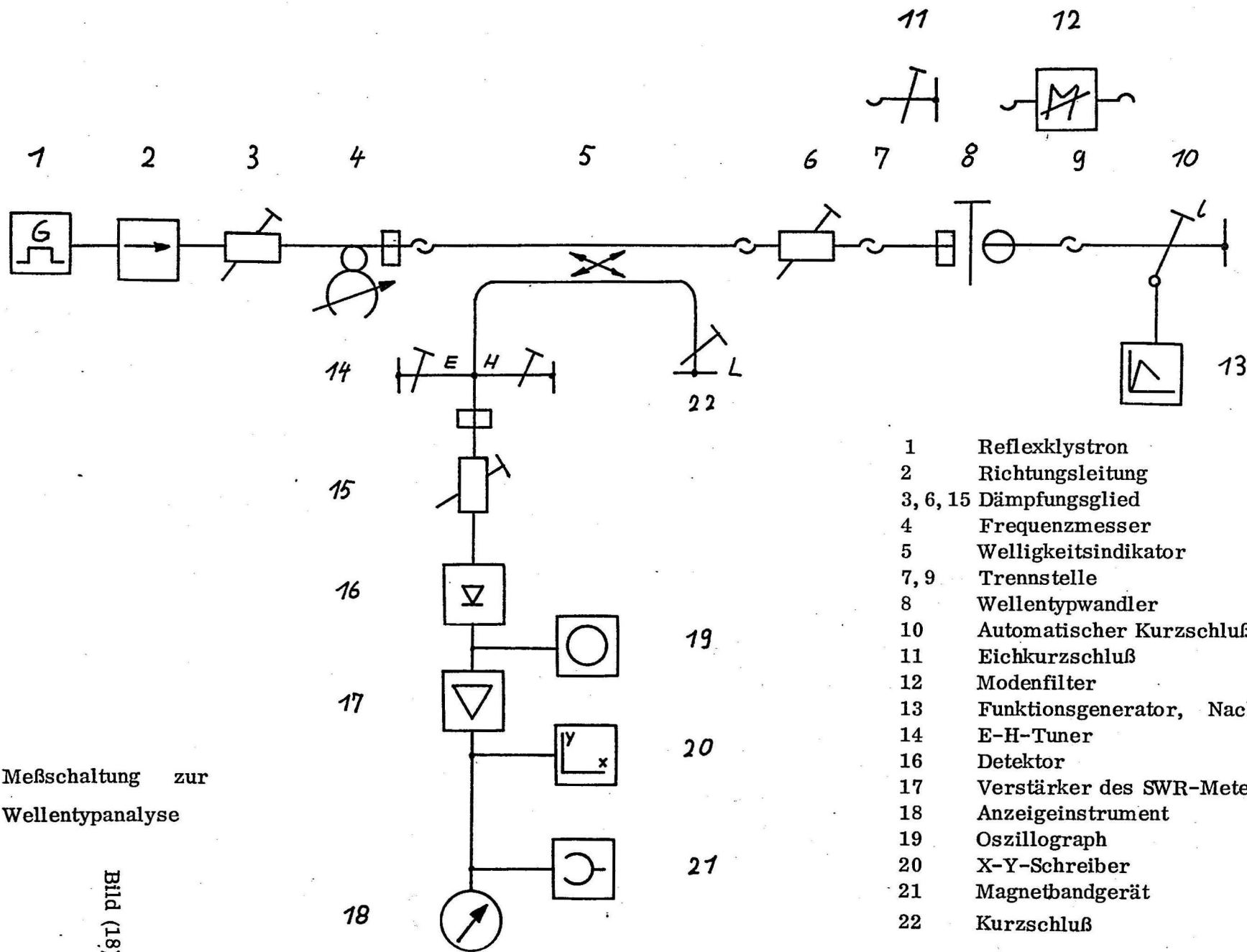
Es werden deshalb bei der Fourieranalyse einer Meßkurve (siehe Punkt 2.3) die Spektralanteile falsch bestimmt. Hauptsächlich verfälschen der Eingangsreflexionsfaktor des Wellentypwandlers und der Transmissionsfaktor $| \underline{S}_{12} |$ der H_{01}^0 - Welle die berechneten Spektralanteile. Hervorgerufen durch den Eingangsreflexionsfaktor $| \underline{S}_{11} |$ sind sämtliche Spektralanteile mit einem Faktor, der sich zusammensetzt aus $| \underline{S}_{11} |$ und der Dämpfung des Dämpfungsgliedes, zu korregieren. $| \underline{S}_{12} |^2$ verfälscht den ausgangsseitigen Reflexionsfaktor der H_{01}^0 - Welle $| \underline{S}_{22} |$ und bewirkt eine Oberwellenmischung der Raumharmonischen. Die Korrekturfaktoren hierfür sind $| S_{12} |^2$ und die Dämpfung des Dämpfungsgliedes. Der Einfluß der Störwellentypen kann vernachlässigt werden, da ihre Spektralanteile viel kleiner sind als die Amplitude der H_{01}^0 - Welle.
(Näheres dazu in Studienarbeit Enning 1973)

2.3 Meßvorgang und Aufbau

In Bild (18) ist der vollständige Meßaufbau für die Wellentypanalyse nach Großkopf [1973] angegeben. Das Magnetbandgerät 21 zeichnet in Abhängigkeit von der Stellung des automatisch bewegten Kurzschlußschiebers 10 eine Signalgröße auf, die der relativen Änderung des Realteils des Reflexionsfaktors der Zusammenschaltung von Meßobjekt und Kurzschluß entspricht. Die spätere Fourieranalyse setzt eine zeitlineare Bewegung des automatischen Kurzschlußschiebers voraus. Er wird zu diesem Zweck extern mit dem Dreieckfunktionsgenerator 14 gesteuert.

Die Länge des ausgangsseitigen Rundhohlleiters war so bemessen, daß beim Durchfahren des Kurzschlußschiebers etwa 25 Hohlleiterwellenlängen des H_{01}^0 - Wellentyps erfaßt werden konnten. Einen Auszug zweier vom Schreiber 20 aufgezeichneten Kurven zeigt Bild (19)

- a) Ohne Wellentypfilter
- b) Mit Wellentypfilter



- | | |
|----------|---------------------------------------|
| 1 | Reflexklystron |
| 2 | Richtungsleitung |
| 3, 6, 15 | Dämpfungsglied |
| 4 | Frequenzmesser |
| 5 | Welligkeitsindikator |
| 7, 9 | Trennstelle |
| 8 | Wellentypwandler |
| 10 | Automatischer Kurzschlußschieber |
| 11 | Eichkurzschluß |
| 12 | Modenfilter |
| 13 | Funktionsgenerator, Nachlaufsteuerung |
| 14 | E-H-Tuner |
| 16 | Detektor |
| 17 | Verstärker des SWR-Meters mit |
| 18 | Anzeigeinstrument |
| 19 | Oszillograph |
| 20 | X-Y-Schreiber |
| 21 | Magnetbandgerät |
| 22 | Kurzschluß |

2.4 Fourieranalyse

Die Berechnung der Fourierkoeffizienten geschah mit Hilfe eines Rechenprogramms der Abteilung Hochfrequenztechnik des Heinrich-Hertz-Instituts. Das Rechenverfahren ist bekannt unter dem Namen FFT - Fast Fourier Transformation (siehe dazu Höring [1971]). Die schnelle Fouriertransformation ist ein optimierter Algorithmus zur Berechnung der diskreten Fouriertransformation. Im vorliegenden Fall wird die auf Magnetband aufgenommene Meßkurve, die als unabhängige Variable die Wegfunktion 1 enthält, vom Rechner als Zeitfunktion betrachtet. Werte dieser Funktion werden digitalisiert und einer Fourieranalyse unterworfen. Als Ergebnis liefert die FFT ein Frequenzspektrum das dem Spektrum der Raumharmonischen aus Gleichung (4) entspricht.

Bei der Aufnahme von Meßwerten nach Gleichung (9) werden nur Relativwerte gemessen. Eine Bezugsgröße erhält man, wenn ein idealer WTW zur Verfügung steht. Ideal heißt, daß er verlustlos ist und den eingangsseitigen Wellentyp nur in einen einzigen ausgangsseitigen umwandelt. Ein solcher idealer WTW ist aber ein Stück eines Hohlleiters. Setzt man also direkt hinter das Dämpfungs-glied nach Schaltung Bild (18) einen Kurzschluß (11) und stimmt diesen durch, so ergibt die durch ihn ermittelte Maximalamplitude einen Bezugswert des idealen WTW.

Nach Gleichung (9) muß dann beim Durchstimmen des Kurzschlußschiebers am Detektor folgendes Ausgangssignal erscheinen ,

$$h_{qu} = C \left[1 + 10^{\frac{-a [dB]}{10}} \left(10^{\frac{-a [dB]}{10}} - 2 \cdot \cos (2 \theta L + 2 \beta_1 l) \right) \right] \quad (11)$$

Das ist eine Kurve mit Gleichanteil, der eine cos-Schwingung überlagert ist (s. Bild (17).)

Um nun den vom Rechner gelieferten Amplitudenwerten der Spektralanteile deren absolute Größe entnehmen zu können, wurde bei jeder Messung zusätzlich eine cos-Schwingung mit der nach (11) ermittelten Maximalamplitude

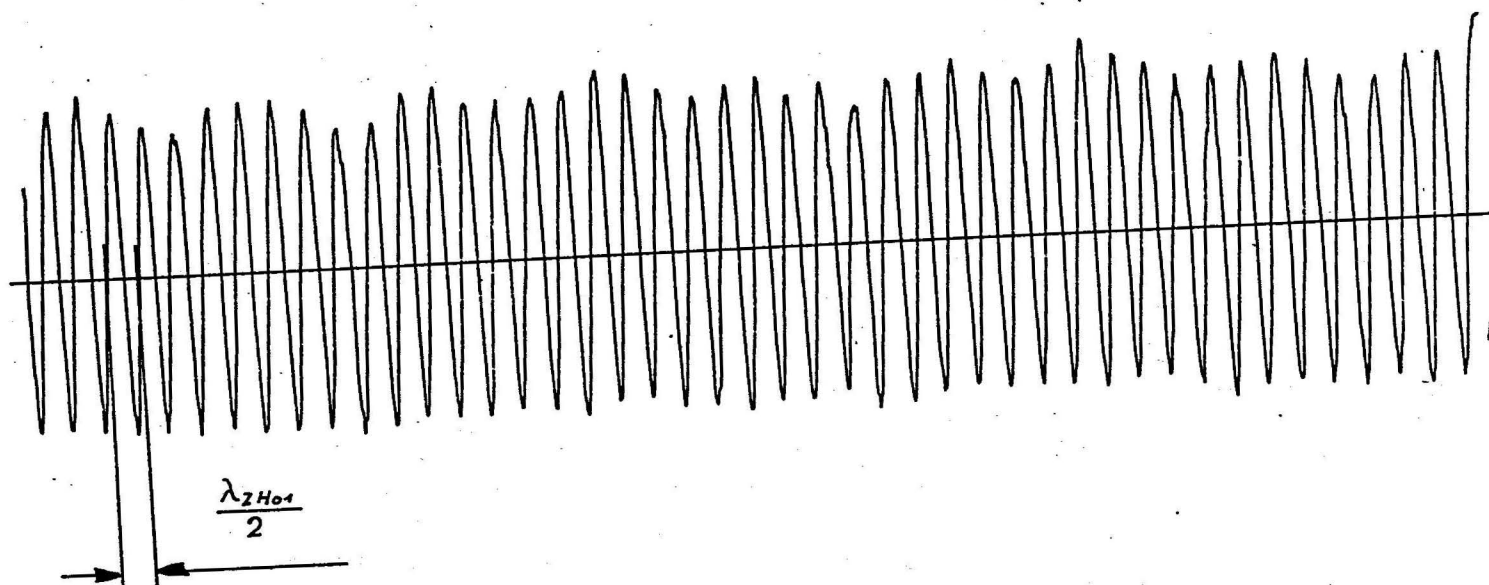
durch den Rechner ausgewertet. Die Frequenz wurde so gewählt, wie sie der auf dem Magnetband aufgezeichneten Schwingung des Hauptanteils der H_{01}^0 - Welle entspricht.

Handelt es sich um eine Meßkurve des Wellentypwandlers, dann wird der cos - Verlauf nach Bild (17) durch die verschiedenen Anteile des Reflexionsfaktors nach Gleichung (9) gestört. Dazu Bild (19) :

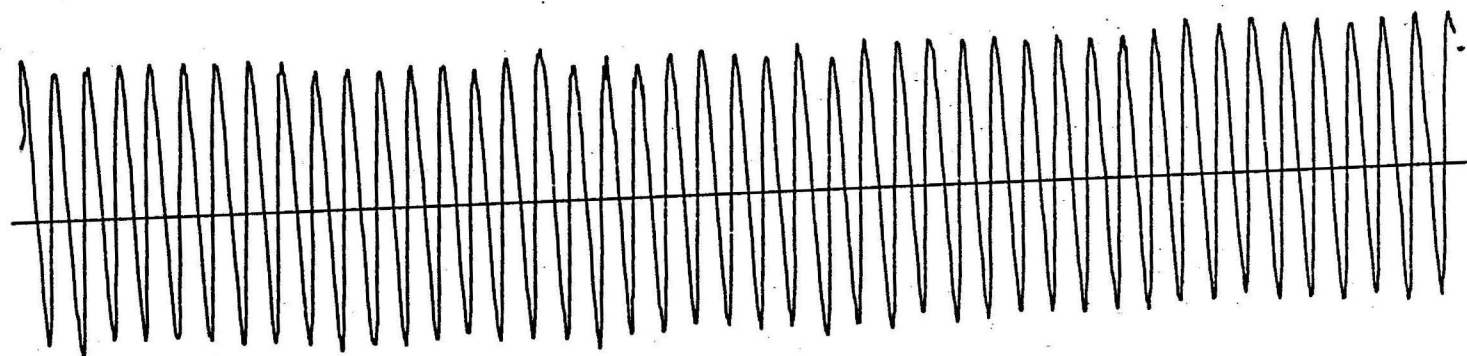
Die Nulllinie kann in beiden Fällen nicht angegeben werden. Sie liegt um den Anteil der Gleichkomponenten aus Gleichung (9) unter der eingezeichneten Mittellinie. In dieser Gleichkomponente sind sämtliche Gleichanteile, die aus der Oberwellenmischung der Raumharmonischen herrühren, enthalten. Zur Bestimmung des Eingangsreflexionsfaktors wurde sie deshalb nicht herangezogen.

Bild (9a) läßt eine Schwebung erkennen, die durch die Komponente des ausgangsseitigen Hauptanteils der H_{01}^0 - Welle und den Anteil einer dichtbenachbarten Raumharmonischen hervorgerufen wird. Wegen der endlichen Länge des aufgezeichneten Kurvenzuges und der Überlagerung weiterer Störkomponenten läßt sich die Schwebungsfrequenz nicht direkt aus den Kurven ablesen.

Bild (19 b) zeigt, daß diese Schwebung beim Vorschalten des Wellentypfilters verschwindet. Dieser Vorgang kann auch bei der Auswertung der berechneten Spektralanteile nachgewiesen werden ; als Beispiele dazu die Bilder (20 , 21) . Es sind die vom Rechner nach Gleichungen (4; 9) ermittelten Amplitudenwerte A der Spektralanteile über den Phasenmaßen der einzelnen Wellentypen angegeben. Bild (20) zeigt die Spektralanteile bei einer Frequenz von $f = 122,5$ GHz; Bild (21) zeigt sie bei vorgeschaltetem Scheibenfilter. Man kann den Bildern entnehmen, daß durch das Filter die Störwellentypen der H_{11}^0 - und E_{02}^0 -Welle eliminiert werden.



a.)

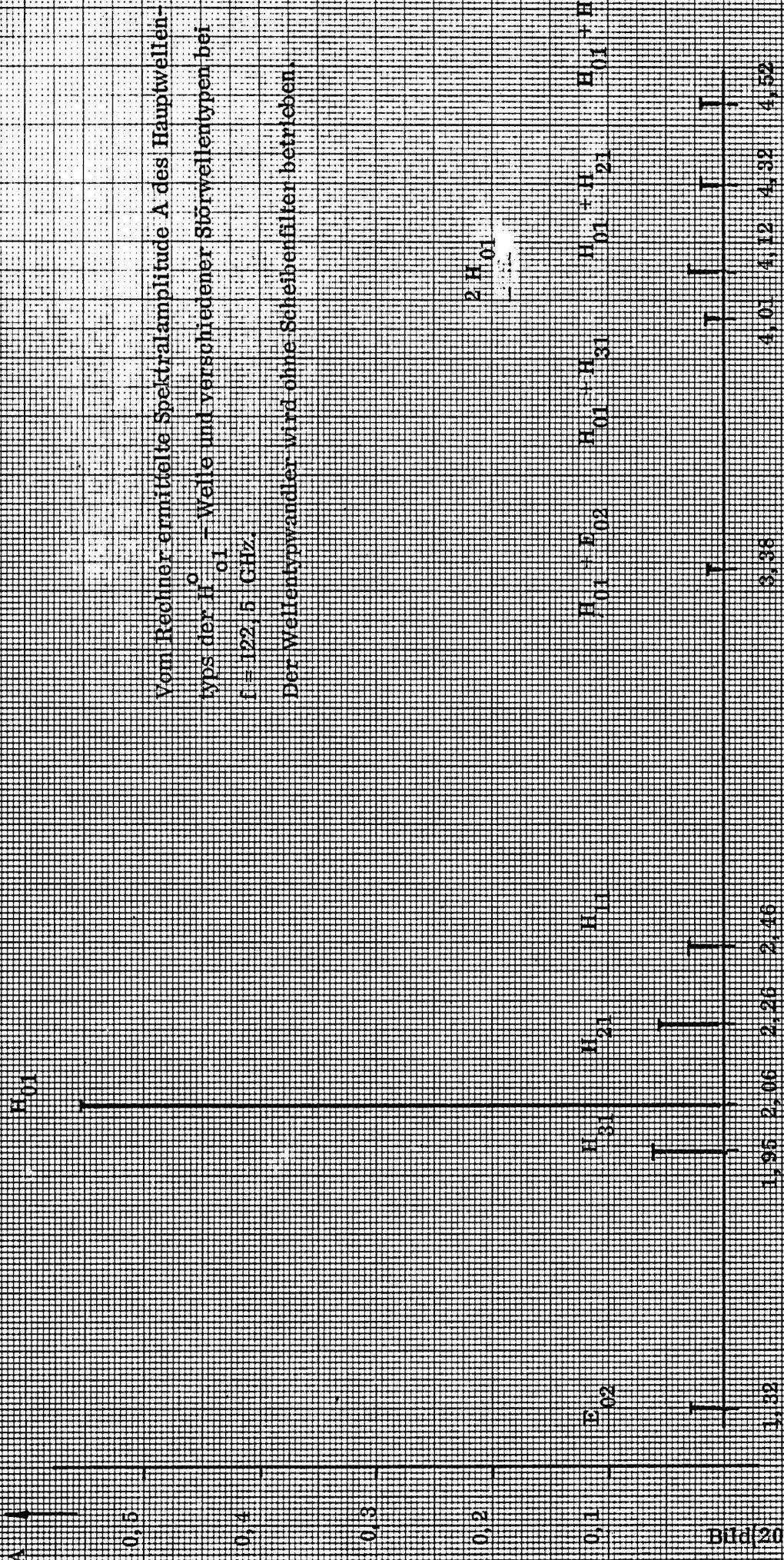


b.)

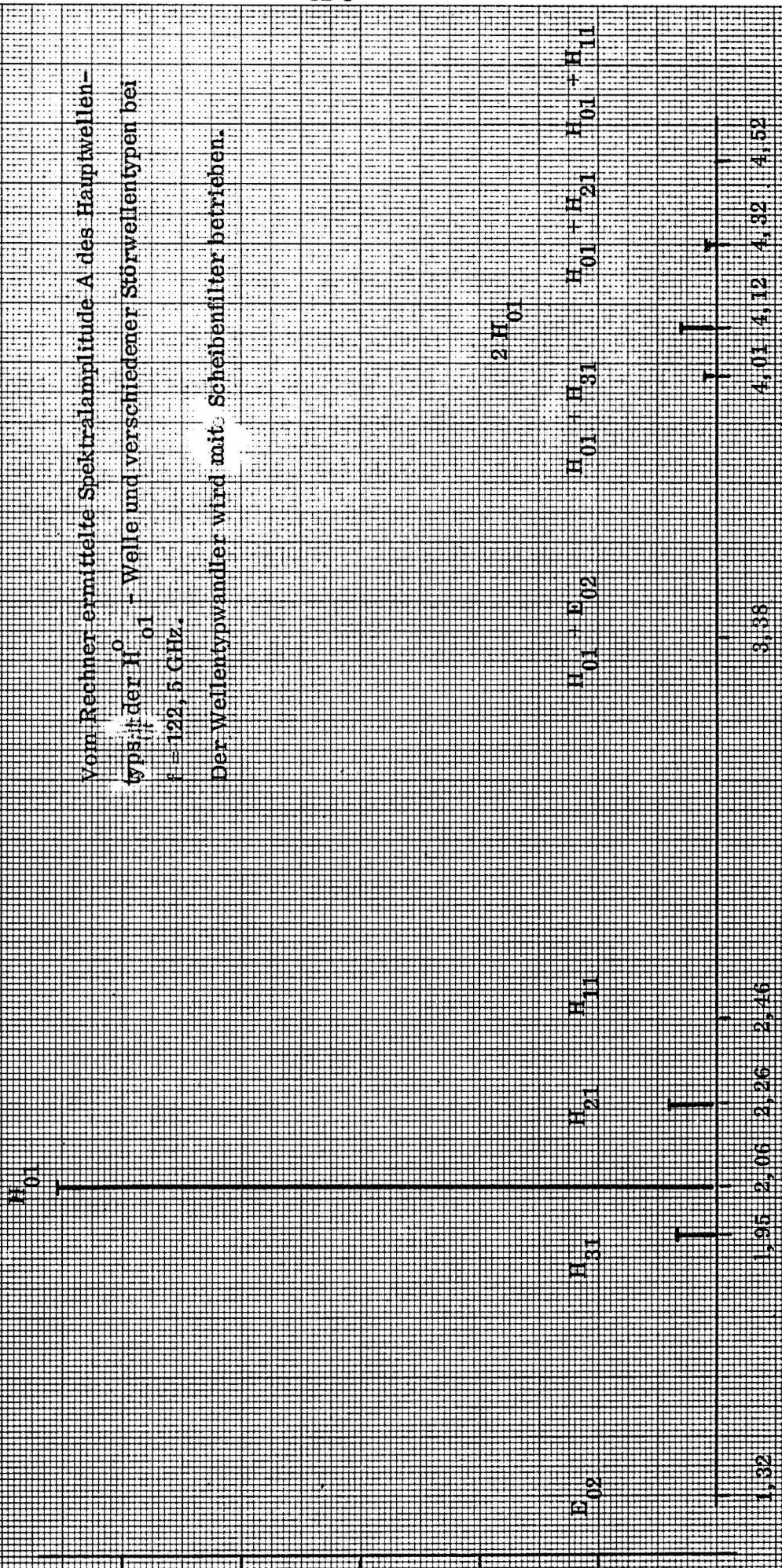
Beispiel zweier aufgenommener Meßkurven bei 122,5 GHz

a) Ohne Wellentypfilter

b) Mit Wellentypfilter



A



Vom Rechner ermittelte Spektralamplitude A des Hauptwellentyps H_{01} der H_{01}^0 - Welle und verschiedener Störwellentypen bei $f = 122,5$ GHz.

Der Wellentypwandler wird mit Scheibenfilter betrieben.

Bild (21)

1 mm

2.5 Zusammenstellung der Meßergebnisse

2.5.1 Der Wellentypwandler ohne Scheibenfilter

Die Meßmethode nach Deschamps und die Meßmethode der Wellentypanalyse zeigen, daß das Maximum der Transmission bei 121 GHz erreicht wird (Bild(22, 23)). Die Abweichung der Kurvenverläufe untereinander ist dadurch zu erklären, daß die Transmissionsfaktorbestimmung nach Deschamps durch den Einfluß der Störwellentypen bei höheren Frequenzen zu ungenau wird. Der eingangsseitige Reflexionsfaktor (Bild (24)) ist aus den unter 2.2.2.3 erwähnten Gründen nach der Methode von Deschamps ermittelt worden, der ausgangsseitige Reflexionsfaktor $|S_{22}|$ (Bild (25)) nach der Methode der Wellentypanalyse.

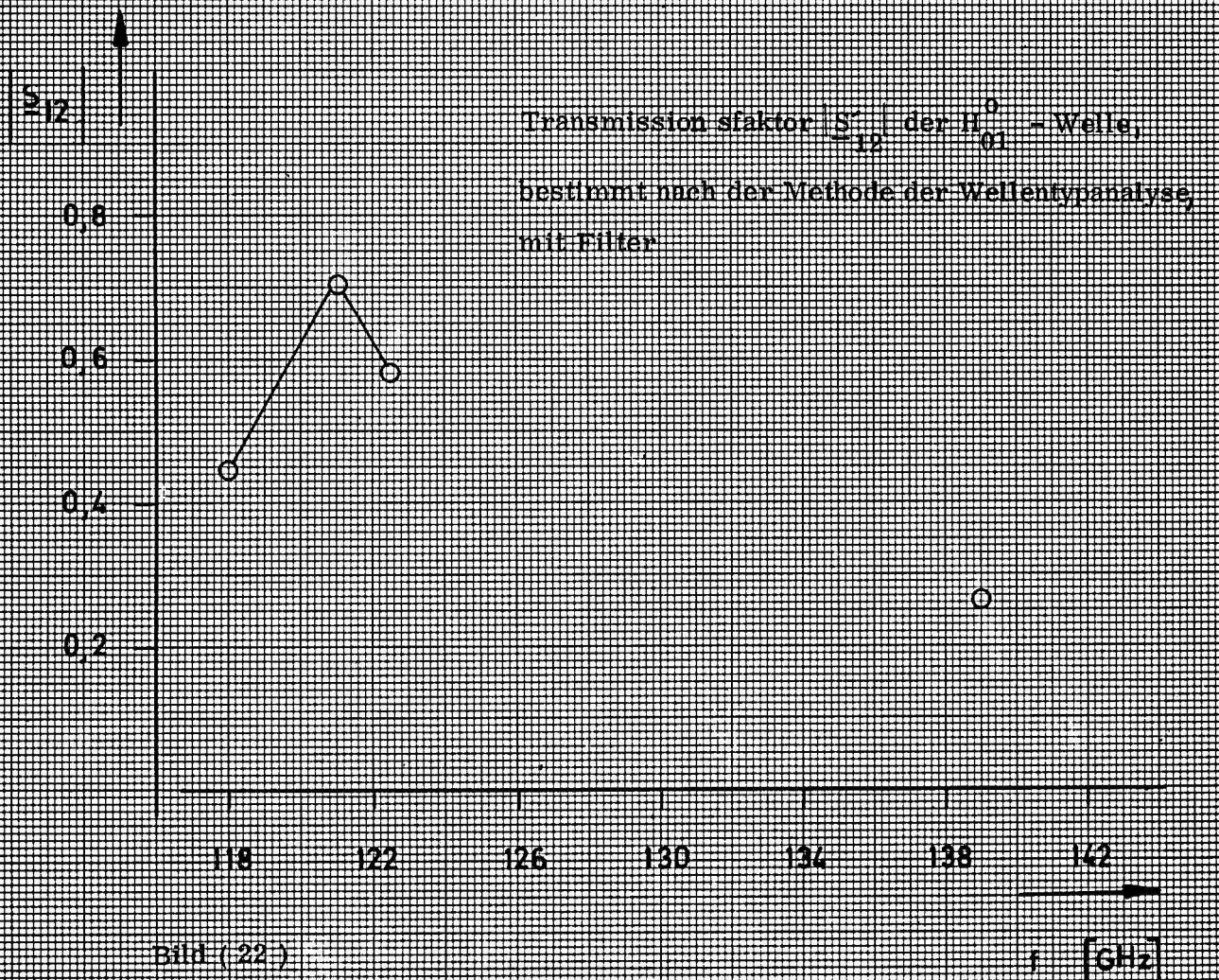
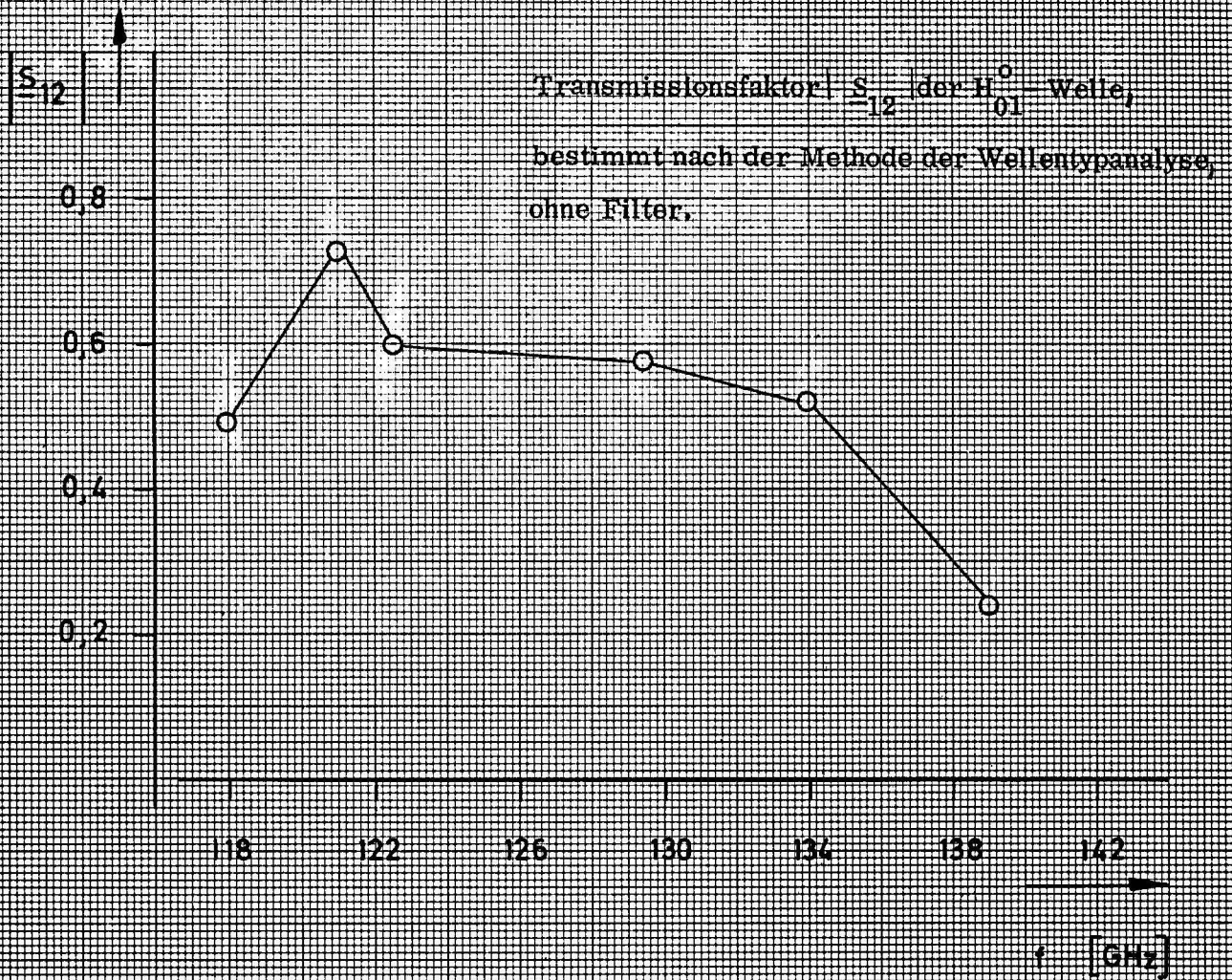
Den Matrizen (11) bis (20) läßt sich entnehmen, daß bei allen untersuchten Frequenzen die Störwellentypen H_{11}^0 , H_{21}^0 und H_{31}^0 angeregt werden. Da sich Wellentypen mit gleicher Ausbreitungswellenlänge nicht identifizieren ließen, sind in (19) und (20) die zu gleicher Ausbreitungswellenlänge gehörenden Wellentypen angeschrieben. Eine Zusammenstellung aller im eingangsseitigen und ausgangsseitigen Hohlleiter ausbreitungsfähigen Wellentypen ist unter 2.5 zu finden.

2.5.2 Einfluß des Scheibenfilters

Der Einfluß des Scheibenfilters auf die Übertragungseigenschaften der H_{01}^0 - Welle ist nur geringfügig. Die Matrizen (12) bis (21) zeigen, daß er auf die H_{01}^0 - und E_{02}^0 - Komponenten am größten ist. Die H_{11}^0 - Welle wird bei allen untersuchten Frequenzen durch das Scheibenfilter gedämpft oder ganz eliminiert.

2.5.3 Genauigkeit der ermittelten Streumatrixkoeffizienten

Um eine Aussage über die Genauigkeit der gemessenen Streumatrixkoeffizienten machen zu können, wird eine Abschätzung nach 2.2.2.3 vorgenommen.



$|S_{12}|$

Transmissionsfaktor der H_{01}^o - Welle,
bestimmt nach der Methode von Deschamps,
ohne Filter.

0,8

0,6

0,4

0,2

118

122

126

130

134

138

142

f [GHz]

$|S_{12}|$

Transmissionsfaktor der H_{01}^o - Welle,
bestimmt nach der Methode von Deschamps,
mit Filter.

0,8

0,6

0,4

0,2

118

122

126

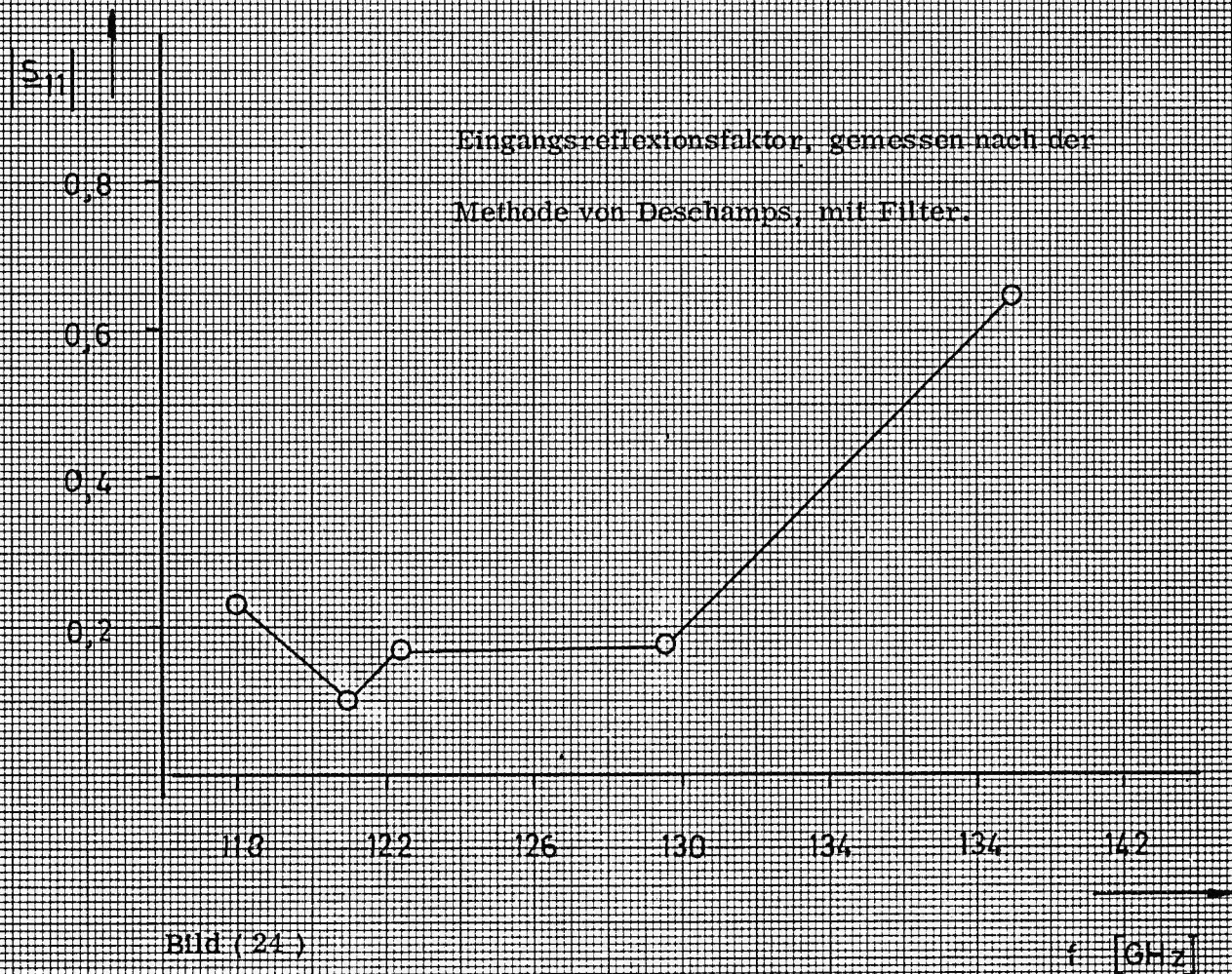
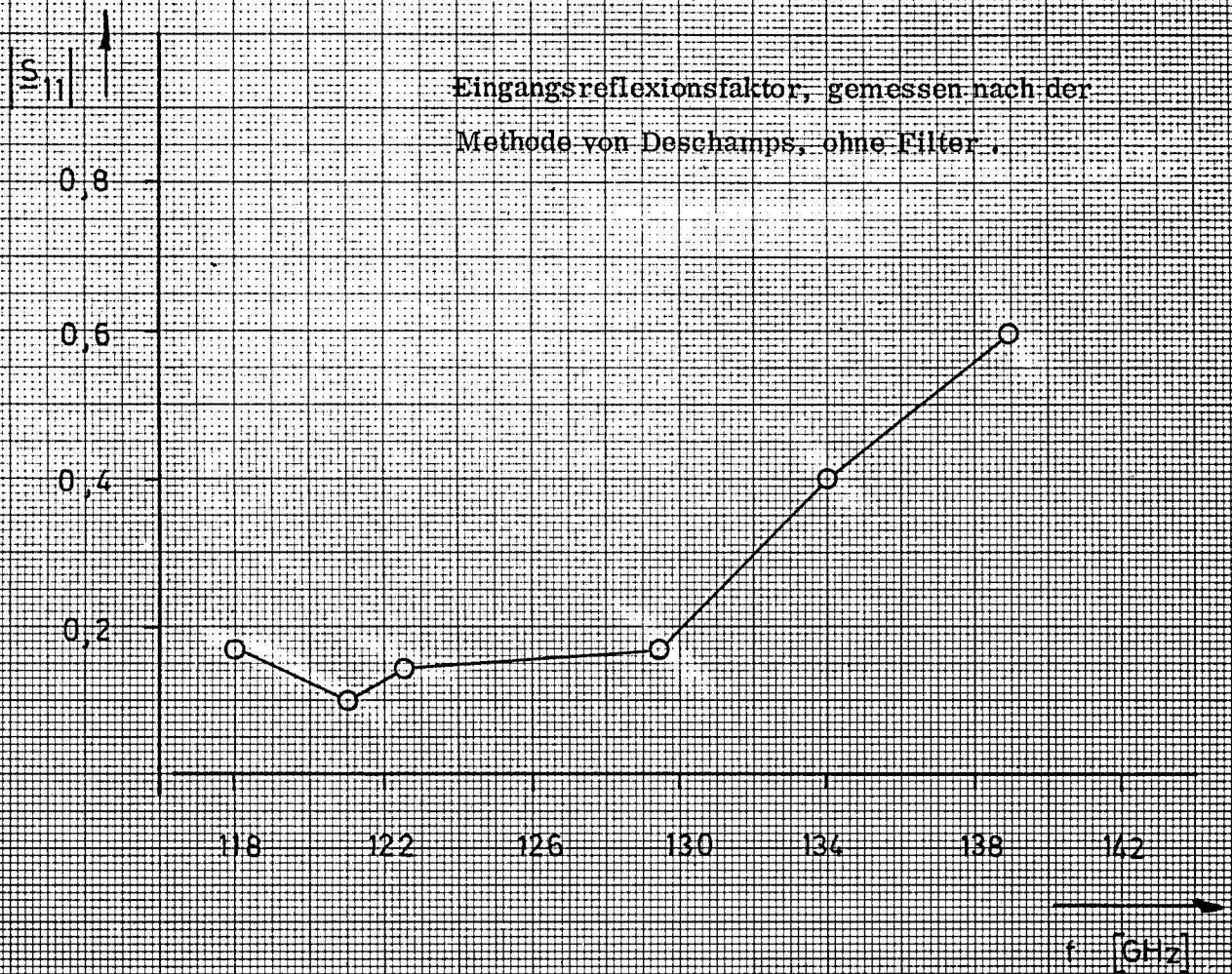
130

134

138

142

f [GHz]



$|S_{22}|$

Ausgangsreflexionsfaktor, der H_{01}^0 - Welle,
bestimmt nach der Methode der Wellentypanalyse,
ohne Filter.

0,8

0,6

0,4

0,2

118

122

126

130

134

138

142

f [GHz]

$|S_{22}|$

Ausgangsreflexionsfaktor der H_{01}^0 - Welle,
bestimmt nach der Methode der Wellentypanalyse,
mit Filter.

0,8

0,6

0,4

0,2

118

122

126

130

134

138

142

f [GHz]

118 GHz ohne Filter

	H_{10}^{\square}	H_{01}°	E_{02}°	E_{21}°	H_{31}°	H_{21}°	H_{11}°
H_{10}^{\square}	0,17	0,49	0,1	0,11	0,11	0,1	0,11
H_{01}°	0,49	0,18	0,08	0,02	0,08	—	0,05
E_{02}°	0,10	0,08	—	—	—	—	—
E_{21}°	0,11	0,02	—	—	—	—	—
H_{31}°	0,11	0,08	—	—	—	—	—
H_{21}°	0,1	—	—	—	—	—	—
H_{11}°	0,11	0,05	—	—	—	—	—

(11)

118 GHz mit Filter

	H_{10}^{\square}	H_{01}°	E_{02}°	E_{21}°	H_{31}°	H_{21}°	H_{11}°
H_{10}^{\square}	0,23	0,45	0,08	0,10	—	0,08	0,08
H_{01}°	0,45	0,20	—	—	—	0,07	—
E_{02}°	0,08	—	—	—	—	—	—
E_{21}°	0,10	—	—	—	—	—	—
H_{31}°	—	—	—	—	—	—	—
H_{21}°	0,08	0,07	—	—	—	—	—
H_{11}°	0,08	—	—	—	—	—	—

(12)

Streumatrizen des Wellentypwandlers

121 GHz ohne Filter

$$\begin{array}{c}
 \begin{array}{ccccccc}
 \overline{H}_{10} & H_{01}^o & E_{02}^o & E_{21}^o & H_{31}^o & H_{21}^o & H_{11}^o
 \end{array} \\
 \begin{array}{c}
 \overline{H}_{10} \\
 H_{01}^o \\
 E_{02}^o \\
 E_{21}^o \\
 H_{31}^o \\
 H_{21}^o \\
 H_{11}^o
 \end{array}
 \begin{bmatrix}
 0,1 & 0,7 & 0,15 & 0,17 & 0,17 & 0,20 & 0,21 \\
 0,7 & 0,07 & - & - & - & 0,12 & 0,10 \\
 0,15 & - & - & - & - & - & - \\
 0,17 & - & - & - & - & - & - \\
 0,17 & - & - & - & - & - & - \\
 0,20 & 0,12 & - & - & - & - & 0,34 \\
 0,21 & 0,10 & - & - & - & 0,34 & -
 \end{bmatrix}
 \end{array}$$

(13)

Streumatrizen des Wellentypwandlers

121 GHz mit Filter

$$\begin{array}{c}
 \begin{array}{ccccccc}
 \overline{H}_{10} & H_{01}^o & E_{02}^o & E_{21}^o & H_{31}^o & H_{21}^o & H_{11}^o
 \end{array} \\
 \begin{array}{c}
 \overline{H}_{10} \\
 H_{01}^o \\
 E_{02}^o \\
 E_{21}^o \\
 H_{31}^o \\
 H_{21}^o \\
 H_{11}^o
 \end{array}
 \begin{bmatrix}
 0,1 & 0,7 & 0,15 & 0,16 & 0,15 & 0,18 & 0,15 \\
 0,7 & 0,07 & - & - & - & 0,05 & - \\
 0,15 & - & - & - & - & - & - \\
 0,16 & - & - & - & - & - & - \\
 0,15 & - & - & - & - & - & - \\
 0,18 & 0,05 & - & - & - & - & - \\
 0,15 & - & - & - & - & - & -
 \end{bmatrix}
 \end{array}$$

(14)

122,5 GHz ohne Filter

$$\begin{array}{c}
 H_{10}^{\square} \\
 H_{01}^{\circ} \\
 E_{02}^{\circ} \\
 H_{31}^{\circ} \\
 H_{21}^{\circ} \\
 H_{11}^{\circ}
 \end{array}
 \begin{bmatrix}
 H_{10}^{\square} & H_{01}^{\circ} & E_{02}^{\circ} & H_{31}^{\circ} & H_{21}^{\circ} & H_{11}^{\circ} \\
 0,15 & 0,60 & 0,13 & 0,16 & 0,15 & 0,14 \\
 0,60 & 0,06 & 0,04 & 0,03 & 0,02 & 0,07 \\
 0,13 & 0,04 & - & - & - & - \\
 0,16 & 0,03 & - & - & - & - \\
 0,15 & 0,02 & - & - & - & - \\
 0,14 & 0,07 & - & - & - & -
 \end{bmatrix}$$

(15)

Streumatrizen des Wellentypwandlers

122,5 GHz mit Filter

$$\begin{array}{c}
 H_{10}^{\square} \\
 H_{01}^{\circ} \\
 E_{02}^{\circ} \\
 H_{31}^{\circ} \\
 H_{21}^{\circ} \\
 H_{11}^{\circ}
 \end{array}
 \begin{bmatrix}
 H_{10}^{\square} & H_{01}^{\circ} & E_{02}^{\circ} & H_{31}^{\circ} & H_{21}^{\circ} & H_{11}^{\circ} \\
 0,16 & 0,58 & - & 0,16 & 0,15 & - \\
 0,58 & 0,07 & - & 0,02 & 0,03 & - \\
 - & - & - & - & - & - \\
 0,16 & 0,02 & - & - & - & - \\
 0,15 & 0,03 & - & - & - & - \\
 - & - & - & - & - & -
 \end{bmatrix}$$

(16)

129, 5 GHz ohne Filter

$$\begin{array}{c}
 \begin{array}{c} H_{10}^{\square} \\ H_{01}^{\circ} \\ E_{02}^{\circ} \\ H_{31}^{\circ} \\ H_{21}^{\circ} \\ H_{11}^{\circ} \end{array}
 \begin{bmatrix}
 0,17 & 0,58 & 0,1 & 0,13 & 0,13 & - \\
 0,58 & 0,14 & - & 0,14 & 0,11 & - \\
 0,1 & - & - & - & - & - \\
 0,13 & 0,14 & - & - & - & - \\
 0,13 & 0,11 & - & - & - & - \\
 - & - & - & - & - & -
 \end{bmatrix}
 \end{array}$$

(17)

Streumatrizen des Wellentypwandlers

134 GHz ohne Filter

$$\begin{array}{c}
 \begin{array}{c} H_{10}^{\square} \\ H_{01}^{\circ} \\ E_{02}^{\circ} \\ E_{21}^{\circ} \\ H_{31}^{\circ} \\ H_{21}^{\circ} \\ H_{11}^{\circ} \end{array}
 \begin{bmatrix}
 0,4 & 0,52 & 0,13 & 0,14 & 0,15 & 0,15 & 0,14 \\
 0,52 & 0,13 & 0,06 & 0,03 & 0,03 & 0,05 & 0,04 \\
 0,13 & 0,06 & - & - & - & - & - \\
 0,14 & 0,03 & - & - & - & - & - \\
 0,15 & 0,03 & - & - & - & - & - \\
 0,15 & 0,05 & - & - & - & - & - \\
 0,14 & 0,04 & - & - & - & - & -
 \end{bmatrix}
 \end{array}$$

(18)

139 GHz ohne Filter

		E_{12}^o				E_{31}^o			
		H_{10}	H_{01}^o	H_{02}^o	H_{22}^o	H_{51}^o	H_{31}^o	H_{21}^o	H_{11}^o
E_{12}^o	H_{10}	0,6	0,24	0,09	0,09	0,08	0,08	0,09	0,12
	H_{01}^o	0,24	0,37	0,07	0,10	—	—	—	0,1
	H_{02}^o	0,09	0,07	—	—	—	—	—	—
	H_{22}^o	0,09	0,10	—	—	—	—	—	—
E_{31}^o	H_{51}^o	0,08	—	—	—	—	—	—	—
	H_{31}^o	0,08	—	—	—	—	—	—	—
	H_{21}^o	0,09	—	—	—	—	—	—	—
	H_{11}^o	0,12	0,1	—	—	—	—	—	—

(19)

Streumatrizen des Wellentypwandlers

139 GHz mit Filter

		E_{12}^o				E_{31}^o			
		H_{10}	H_{01}^o	H_{02}^o	H_{22}^o	H_{51}^o	H_{31}^o	H_{21}^o	H_{11}^o
E_{12}^o	H_{10}	0,65	0,26	0,06	0,07	0,06	0,07	0,07	0,07
	H_{01}^o	0,26	0,36	0,14	—	—	—	—	—
	H_{02}^o	0,06	0,14	—	—	—	—	—	—
	H_{22}^o	0,07	—	—	—	—	—	—	—
E_{31}^o	H_{51}^o	0,06	—	—	—	—	—	—	—
	H_{31}^o	0,07	—	—	—	—	—	—	—
	H_{21}^o	0,07	—	—	—	—	—	—	—
	H_{11}^o	0,07	—	—	—	—	—	—	—

(20)

Im Frequenzbereich 118 - 130 GHz wurde der Eingangsreflexionsfaktor $|S_{11}| < 0,2$ gemessen. Es tritt durch ihn bei allen nach (4) ermittelten Spektralanteilen ein systematischer Fehler von $\leq 2\%$ auf. Im Bereich 130 bis 134 GHz ist dieser Fehler maximal 4% , bei 139 GHz kann er 6% ausmachen. Der Transmissionsfaktor der H_{01}^0 -Welle ist im ganzen Frequenzbereich $< 0,75$. Es ist durch ihn ein Fehler von maximal $5,6\%$ zu erwarten.

2.6 Vergleichsdaten und Kritik der Meßergebnisse

Um eine qualitative Aussage über den hier ausgemessenen Doppelwendelnut-Wellentypwandler machen zu können, sollen einige Vergleichsdaten anderer Mariè-Wellentypwandler angegeben werden. Den Verfassern dieses Berichtes sind keine Wellentypwandler der Bauart Mariè bekannt, die für das F-Band hergestellt wurden. Als Vergleichswerte können deshalb nur solche angegeben werden, die bei tieferen Frequenzen ermittelt wurden.

In der Abteilung Hochfrequenztechnik des Heinrich-Hertz-Instituts ist 1971 ein Mariè-Wellentypwandler bei 50 bis 75 GHz untersucht worden. Der Übertragungsfaktor $|S_{12}|$ für die $H_{10}^0 - H_{01}^0$ Umwandlung wurde als nahezu frequenzunabhängig zu $0,7$ gemessen, Reflexionsfaktoren sind als vernachlässigbar klein festgestellt worden. Störwellentypen konnten nicht nachgewiesen werden.

In einem Artikel von Gerdine [1970] werden Untersuchungen an einem Mariè-Wellentypwandler im Frequenzbereich 75 bis 95 GHz veröffentlicht. Zu höheren Frequenzen leicht ansteigend werden der Transmissionsfaktor der H_{01}^0 -Welle dort mit $0,7$ bis $0,8$ angegeben, die Reflexionsfaktoren zu $< 0,1$. Angeregt werden außerdem die H_{11}^0 -, E_{01}^0 -, H_{21}^0 -, H_{12}^0 -Störwellentypen, wie beim Doppelwendelnutwellentypwandler am stärksten die H_{11}^0 -Komponente (Transmissionsfaktor $0,1 - 0,2$).

Im Fall des Doppelwendelnutwellentypwandlers ist das Absinken des Transmissionsfaktors mit einem Anstieg der Reflexionsfaktoren $|S_{11}|$ und $|S_{12}|$

verbunden. Daher rührt auch die Dämpfung der H_{01}^0 - Welle bei höheren Frequenzen. Abweichend von den angeführten Beispielen anderer Marie - Wellentypwandler ist der Verlauf des H_{01}^0 - Transmissionsfaktors nicht frequenzunabhängig. Im Mittel beträgt er im Bereich von 118 - 134 GHz 0,58. Die erhöhte Dämpfung im Vergleich zu denen des oben erwähnten Wandlers könnte mit der unerwünschten Oberflächenrauigkeit der 3. Sektion des Doppelwendelnut - Wandlers erklärt werden (s. dazu Punkt 1.3.1)

Zu der Anzahl der gemessenen Frequenzen muß noch eine Bemerkung gemacht werden. Wünschenswert wären Messungen im ganzen Frequenzbereich bei einem dichteren Frequenzabstand gewesen. Wegen der Frequenzabhängigkeit der Ausgangsleistung des verwendeten Reflexionsklystrons konnte jedoch keine größere Meßpunktdichte eingehalten werden. Während der Arbeiten traten Mängel am Scheibenfilter auf, deshalb stand es nicht für alle Messungen zur Verfügung.

3. Tabellarische Zusammenstellung der ausbreitungsfähigen Wellentypen im eingangs- und ausgangsseitigen Hohlleiter des Wellentypwandlers.

Während der oben beschriebene Wellentypwandler eingangsseitig im Eindeutigkeitsbereich der H_{10} - Welle betrieben wird (Normalprofil R 1200 ; $a \times b = 2,032 \times 2,016 \text{ mm}^2$), sind im ausgangsseitigen Rundhohlleiter ($D = 5 \text{ mm}$) mehrere Wellentypen ausbreitungsfähig.

F - Band

$f_o = 92,1 \dots : 140 \text{ GHz}$ entsprechend $\lambda_o = 3,25 \dots 2,14 \text{ mm}$.

Hohlleiterwellenlänge

$$\lambda_z = \frac{\lambda_o}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda_o}{\lambda_c}\right)^2}} \quad (21)$$

Ausbreitungswellentypen für $\lambda_o < \lambda_c$.

a) Rechteckhohlleiter

Es ergibt sich für den Grundtyp H_{10} eine kritische Wellenlänge

$$\lambda_c = 2a = 4,064 \text{ mm}.$$

Alle weiteren Wellentypen besitzen eine kritische Wellenlänge λ_c , die kleiner als 2.142 mm ist, der niedrigsten im F - Band vorkommenden Freiraumwellenlänge. Das bedeutet, daß der Rechteckhohlleiter R 1200 im gesamten F-Band im Eindeutigkeitsbereich betrieben wird.

b) Rundhohlleiter mit $D = 5 \text{ mm}$

Die im Bereich des F-Bandes ausbreitungsfähigen Wellentypen (Tabelle (1)) sind für die untere und obere Grenzfrequenz des F-Bandes mit ihren kritischen Wellenlängen λ_c angegeben,

Wellentyp	λ_c [mm]	92,3 GHz	140 GHz
H_{11}	8,55	Ausbreitungstypen	Ausbreitungstypen
E_{01}	6,55		
H_{21}	5,15		
$H_{01} \quad E_{11}$	4,1		
H_{31}	3,75		
E_{21}	3,05	Dämpfungstypen	
$H_{41} \quad H_{12}$	2,95		
E_{02}	2,85		
$H_{31} \quad H_{51}$	2,45		
H_{22}	2,35		
$H_{02} \quad E_{12}$	2,25		
H_{61}	2,1		Dämpfungs- typen

Tabelle (1)

Ausbreitungsfähige Wellentypen im Rundhohlleiter $D = 5$ mm
an oberer und unterer Bandgrenze des F-Bandes.

Literatur zum Text des Berichtes

- G. A. Deschamps " Determination of Reflection Coefficients and Insertion Loss of a Wave - Guide-Junction "
Journal of Applied Physics, Volume 24. Nr. 8 S. 1046 ff
- B. Enning Studienarbeit Nr. 497 am Institut für Hochfrequenztechnik
Technische Universität Berlin 1973
- A. Fiebig " Lineare Signalflußdiagramme "
A. E. Ü. Band 15, 1961 S. 285
- M. A. Gerdine " A New $TE_{10} - TE_{01}^O$ Mode Transducer for MM waves "
The microwave journal Febr. 1970 S. 73
- G. Großkopf " FORTRAN-Programm am Hybridrechner HR S 900
für die Spektralanalyse periodischer Funktionen "
Heinrich-Hertz-Institut
Interne Beschreibung Berlin 1973
- N. A. Kuzmin,
T. V. Makarow " Electromagnetic waves in a rectangular cross-shaped
waveguide "
Radio Technika, Elektronika, Bd. 6 Nr. 12(1961) S. 1989
- P. Marié " Transitions creant le mode TE_{01} circulaire a partir du
mode TE_{10} rectangulaire "
L' Onde Electrique, 38^e A ; No 376 bis Supplement special :
Congres International Circuits & Antennes Hyperfrequences :
Tome 2 ; S. 471/72
- J. Ortusi " Les Conditions de Propagation de L' onde H_0 et ses Applications "
Ann. Radioelect. April 1949 S. 65 - 116
- G. Piefke " Wellenausbreitung in der Scheiben-Leitung "
(A. E. Ü. Bd. 11. Febr. 1957, Heft 2, S. 49)
Die Übertragungseigenschaften einer Leitung aus axial ange-
ordneten, voneinander isolierten Matallringen.
(A. E. Ü., Vol. 11, No 10, S. 423 ; Okt. 1957)
- H. D. Rüpke " Über Hohlleiter mit stetigen Querschnittsänderungen unter
besonderer Berücksichtigung eines H_{01}^O - Wellentypenregers "
Dissertation TH Aachen 1962
- E. Schuegraf " Über eindeutige $H_{10}^{\square} - H_{01}^O$ - WTW für breite Frequenzbänder "
NTZ 1966 Heft 1 S. 31
- G. C. Southworth " Principles and applications of waveguide transmission "
Bell Telephone Laboratories Series, D. van Nostrand Ca.
Inc. New York 1950

- B. Strebel " Ein Resonanzmeßverfahren für Wellentypwandler "
NTZ 1967 S. 449
- Paul H. Wolfert " A Wide-Band Rectangular - to - Circular Mode Transducer
for Millimeter Waves "
IEEE Transactions of Microwave Theory and Techniques,
Sept. 1963 S. 430

Weitere Literaturangaben zur $H_{10} - H_{01}^O$ - Wellentypumwandlung durch kontinuierliche

Feldverformung

- H. F. M. Barlow Introductory Survey ;
" Convention on Long -Distance, Transm. by waveguide "
Proc. IEEE Suppl.No 13, Vol 106 Part B
- A. F. Harvey " Microwave Engineering " ,
London 1963, S. 101
- C. G. G. Montgomery, " Principles of Microwave Circuits "
N. H. Dicke und N. Y. 1948 S. 201
E. M. Purcel
- L. E. Moore " Investigations of TE_{01}^O Mode Circular Waveguide Transducer
at Millimeter wavelength "
USA ELRDL Technical Report 2975, May 1968, AD-671597
- Shinichi-Iiguchi " Mode conversion in the excitation of TE_{01}^O waves in a TE_{01}
mode transducer "
Rev. Elec. Commun. Lab., Japan vol. 8 ; July, 1960
- L. Solymar and " Design of Mode Transducers "
C. C. Eaglesfield Trans. IRE 1960, MTT S. 61

Literatur zur H_{01}^O - Wellentypanregung mit Hilfe von Richtkopplern

- J. S. Cook, " Tapered velocity couplers "
Bell Syst. tech. J. 34 (1955) S. 807 - 822
- S. Iiguchi and " Resonant Slot. Type TE_{01}^O Mode Exciter "
K. Yamaguchi Annual convention of the Institution of Electrical Communication
Engineers of Japan 1956 S. 592
- A. Jaumann " Über Richtungskoppler zur Erzeugung der H_{01}^O - Welle im
runden Hohlleiter "
AEÜ Band 12 (1958) Heft 10 S. 440
- S. E. Miller u. " Low Loss Waveguide Transmission "
A. C. Beck Proc. Inst. Radio Engrs. N. Y. 41 (1953) S. 348

- S. E. Miller " Coupled wave theory and waveguide applications "
Bell Syst. techn. J. 33 (1954) S. 661 - 719
- B. Oguchi and K. Yamaguchi " Centre-Excited Type of rectangular TE_{10}^{\square} to Circular TE_{01}° Mode Transducer ",
Proc. IEEE 106 B Suppl. No 13 (1959) S. 129
- H. Pascher " Langschlitz-Richtungskoppler für H-Wellen "
AEÜ 13 (1959), S. 76 - 82
- M. v. Persikov " Directional Coupler for H_{01}° - Waves in circular Guide "
Radiotekhnika ;elektronika 2, No 1, S. 65 - 74 (1957)
- E. Schuegraf " Ein frequenzselektives $H_{10}^{\square} - H_{01}^{\circ}$ Wellentypwandler und seine Erweiterung zur Kanalweiche "
Frequenz, Band 19 (1965) Nr. 10 S. 341
- G. D. Sims " The Influence of Bends and Ellipticity on the Attenuation and Propagation characteristics of the H_{01}° Circular-waveguide Mode "
Proc. IEE 100, Part. 4, 1953
- E. Schuon " Eigenschaften und Bemessung des Langschlitz-Richtungskopplers "
AEÜ No 5 S. 237 - 243 Mai 1958
- H. Schymura " Beitrag zur Weitverkehrs-Hohlleitertechnik "
Frequenz, Bd. 20. 1966 Nr. 11

Die Messungen wurden ermöglicht durch Sach - und Geldmittel des Fernmeldetechnischen Zentralamtes Darmstadt.

Die Werkstattarbeiten wurden von Herrn Eichhorn und Herrn Dannenberg ausgeführt.

