

NACH DEM RESONANZPRINZIP ARBEITENDE FERRITISOLATOREN IN MIKROWELLEN- RICHTFUNKVERBINDUNGEN*

Von

K. GÉHER und GY. ENZSÖL

Lehrstuhl für Drahtgebundene Nachrichtentechnik, Technische Universität, Budapest
(Eingegangen am 4. November 1960)

Vorgelegt von Prof. Dr. L. KOZMA

1. Einleitung

Die nichtreziproken Mikrowellen-Ferritbauteile erschienen Anfang der fünfziger Jahre [1], und in mehreren Arbeiten der Fachliteratur wurden alsbald auch verschiedene Typen von Isolatoren beschrieben [2]. Unter diesen Arbeiten findet sich auch ein Bericht von DEUTSCH und Mitarb. [3] über Isolatoren, die für Mikrowellen-Richtfunkverbindungen entwickelt wurden.

Im folgenden sollen Schmal- und Breitbandisolatoren beschrieben werden, die im Forschungsinstitut für Fernmeldetechnik Budapest (TKI) für Zwecke von Mikrowellen-Richtfunkverbindungen entwickelt wurden. Diese Isolatoren arbeiten nach dem Prinzip der ferromagnetischen Resonanz im Frequenzbereich von 4000 MHz. Im ersten Teil dieser Arbeit wird die Rolle der Eigenreflexion des Isolators untersucht, während der zweite Teil Konstruktionsfragen gewidmet ist.

2. Die Rolle der Eigenreflexion

Aus der Untersuchung der Leistungs- und Geräuschbilanz von Mikrowellenverbindungen geht hervor, welcher Reflexionskoeffizientenwert — für ein Radiofrequenzgestell — in Abhängigkeit von der Kanalzahl annähernd zugelassen werden kann. Diese Orientierungswerte sind in Bild 1 angeführt, wo N die Kanalzahl, r den Reflexionskoeffizienten und σ das Stehwellenverhältnis bezeichnet. Über die Größenordnung der Reflexion der Mikrowellen-Schaltungselemente gibt Bild 2 Aufschluß.

Die Gegenüberstellung beider Bilder läßt die Notwendigkeit eines Elementes erkennen, mit dessen Hilfe die Reflexion r_2 ohne wesentlichen Leistungsverlust auf den Wert r_1 herabgesetzt werden kann. Ein solches nichtreziprokes Element ist der Mikrowellen-Ferritisolator, der in der Richtung 1—2 mit einer Dämpfung von ungefähr 0,5 dB durchläßt, in der Richtung 2—1 hingegen eine Dämpfung von ungefähr 20 dB gewährleistet. Der Isolator ist, symbolisch zwischen Belastung und Generator geschaltet, in Bild 3 dargestellt.

* Vortrag, gehalten vor der Ungarischen Akademie der Wissenschaften anläßlich des Kolloquiums über »Mikrowellenverbindungen« (10—13. November 1959).

N	$r\%$	σ
60	11	1,25
120	8	1,17
240	6	1,13
600	3,5	1,07
960	2,5	1,05

Bild 1

	$r\%$	σ
Kanalfilter	7	1,15
Polarisationsdreher	7	1,15
Niederpegel-Mischstufe ..	20	1,5
Klystronoszillator	13	1,3
Wanderfeldröhre	13	1,3

Bild 2



Bild 3

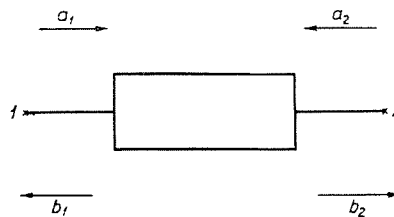


Bild 4

Bei der Anwendung von Ferritisolatoren muß entschieden werden, in welche Reflexion r_1 die Reflexion r_2 unter Berücksichtigung der Dämpfung des Isolators in Durchlaß- und Sperrrichtung sowie seiner Eigenreflexion umgesetzt wird. (Unter Eigenreflexion wird die Reflexion verstanden, die bei der Anpassung des Isolators an den Hohlleiter auftritt.)

Beschreibt man den Isolator mit Hilfe der Streuungsmatrix (scatter matrix)

$$\begin{aligned} b_1 &= S_{11}a_1 + S_{12}a_2 \\ b_2 &= S_{21}a_1 + S_{22}a_2 \end{aligned} \tag{1}$$

(s. Bild 4), so ist die primäre Reflexion $r_1 = b_1/a_1$ und die sekundäre Reflexion $r_2 = a_2/b_2$.

Für den physikalischen Inhalt der einzelnen Elemente der Streuungsmatrix gelten die Beziehungen

$$\begin{aligned} S_{11} &= b_1/a_1 = r_{1f} & S_{12} &= b_1/a_2 = 1/A_z \\ S_{21} &= b_2/a_1 = 1/A_{\dot{a}} & S_{22} &= b_2/a_2 = r_{2f} \end{aligned} \tag{2}$$

Hier bedeuten r_{1f} und r_{2f} die von der Primärseite bzw. von der Sekundärseite zu messende Eigenreflexion des Ferrits, $A_{\dot{a}}$ und A_z die Dämpfung

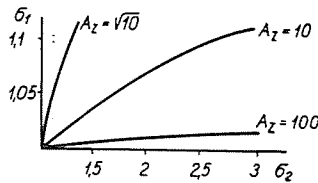


Bild 5

in der Durchlaß- bzw. Sperrrichtung. Wie man sieht, ist infolge der Nichtreziprozität $S_{12} \neq S_{21}$.

Löst man die Gleichung (1) unter Berücksichtigung der Beziehungen (2) nach $r_1 = b_1/a_1$, dann erhält man

$$r_1 = r_{1f} + \frac{1}{A_{\dot{a}} A_z} \cdot \frac{r_2}{1 - r_2 r_{2f}} \tag{3}$$

Beim idealisierten Isolator ist $r_{1f} = r_{2f} = 0$, $A_{\dot{a}} = 1$, d. h. es ergibt sich das triviale Ergebnis $r_1 = r_2/A_z$. Das Stehwellenverhältnis $\sigma_1 = \frac{1 + r_1}{1 - r_1}$ ist für verschiedene Werte des Stehwellenverhältnisses σ_2 und für den Fall des idealisierten Isolators in Bild 5 aufgetragen.

Wie aus Bild 5 ersichtlich, ergeben sich bei einem $A_z = 10$, was dem Wert $a_z = 20$ dB entspricht, schon primäre Stehwellenverhältnisse, die dem eigenen Stehwellenverhältnis des Isolators gleich oder kleiner als dieses sind. Der Eigenreflexion fällt also bei der Wahl des Isolators eine entscheidende Rolle zu.

Schreibt man die Gleichung (3) für das Stehwellenverhältnis um, dann erhält man für das auf der Primärseite zu messende Stehwellenverhältnis σ_1

in Abhängigkeit vom Stehwellenverhältnis σ_2 und von den Kenngrößen des Isolators die Annäherungsformel

$$\sigma_1 \approx \sigma_{1f} + \frac{4}{A_{\dot{a}} A_z} \frac{\sigma_2 - 1}{2(\sigma_2 + 1) - (\sigma_2 - 1)(\sigma_{2f} - 1)} \quad (4)$$

Das Korrektionsglied t ist unter Voraussetzung von $\sigma_{2f} = 1,1$ in Bild 6 darge-

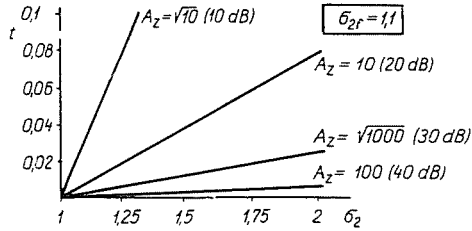


Bild 6

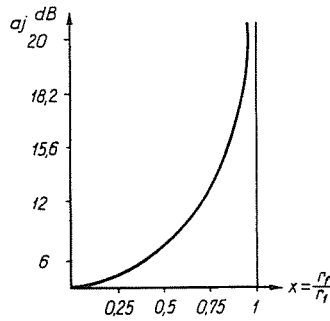


Bild 7

stellt. Aus der Abbildung erhellt, daß bei hohen Werten von A_z ($a_z = 40$ dB) t kleiner ist als 0,01, das primäre Stehwellenverhältnis wird also durch das eigene Stehwellenverhältnis des Isolators bestimmt. An der Verminderung des Stehwellenverhältnisses ist das Produkt $A_z A_{\dot{a}}$ beteiligt, durch die Herabsetzung der Durchlaßdämpfung — hier ist die Dämpfung der Trennstufe gemeint — wird also das Stehwellenverhältnis nicht vermindert, sondern im Gegenteil vergrößert. Die Größe $A_{\dot{a}}$ ist natürlich von entscheidender Bedeutung für die Leistungsbilanz.

Löst man die Gleichung (3) auf a und setzt man hierbei $A_{\dot{a}} A_z = A$ und $r_{1f} = r_{2f} = r_f$, so wird

$$a^{dB} \approx 20 \log A = 20 \log \frac{r_2}{r_1} + 20 \log \frac{1}{1-x}, \quad (5)$$

wo $x = r_f/r_1$.

Diese Formel kann folgendermaßen gedeutet werden: Die Dämpfung des Isolators kann man als in zwei Teile gegliedert auffassen. Das erste Glied gibt jene Dämpfung an, die im Falle eines idealen Isolators die Reflexion r_2 auf r_1 herabsetzen würde. Da der Isolator auch eine eigene Reflexion hat, tritt noch die zusätzliche Dämpfung $20 \log \frac{1}{1-x}$ auf, wie dies aus Bild 7 hervorgeht. Bei einem bestimmten Wert der Eigenreflexion nimmt die zusätzliche Dämpfung schnell zu, und die Eigenreflexion beschränkt den an der Primärseite erzielbaren Wert des Stehwellenverhältnisses. Die günstigste Wirkung des Isolators wird durch geeignete Übereinstimmung zwischen dem eigenen Stehwellenverhältnis und der Dämpfung gesichert.

In Bild 8 ist in Tabellenform angegeben, welche zusätzliche Dämpfung bei gegebenem $r_2 = 13\%$ den verschiedenen Werten r_1 und r_f zugeordnet ist

r_f/σ_f r_1	1% 1,02	1,5% 1,03	2,5% 1,05	4,9% 1,1
3%	$a_j = 3,5$ dB $a = 16,2$ dB	$a_j = 6$ dB $a = 18,7$ dB	$a_j = 15,4$ dB $a = 28,1$ dB	—
2%	$a_j = 6$ dB $a = 22,2$ dB	$a_j = 12$ dB $a = 28,2$ dB	—	—

Bild 8

und welche resultierende Dämpfung nötig ist. Durch eine Linie ist der Fall dargestellt, in welchem die Anforderungen durch den Isolator mit der Eigenreflexion r_f nicht erfüllt werden können.

Die Einführung der zusätzlichen Dämpfung vermittelt also Auskunft darüber, in welchem Maße die Dämpfung des Isolators wegen seiner Eigenreflexion vergrößert werden muß. Dieses Ergebnis kann besonders vorteilhaft benutzt werden, wenn man unter Isolatoren mit verschiedenen Spezifikationen zu wählen hat.

Für Mikrowellenverbindungen zur Fernsehfernübertragung wurden im Budapester Forschungsinstitut für Fernmeldetechnik zwei Arten des nach dem Resonanzprinzip arbeitenden Isolators entwickelt.

Der Schmalbandisolator hat

im Frequenzband $f_i \pm 15$ MHz, wo f_i die Zwischenfrequenz ist, die Spezifikation

$$a_z \geq 20 \text{ dB}, a_d \leq 0,5 \text{ dB}, \sigma \leq 1,1.$$

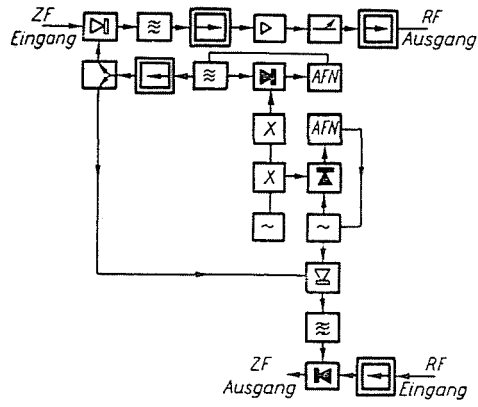


Bild 9

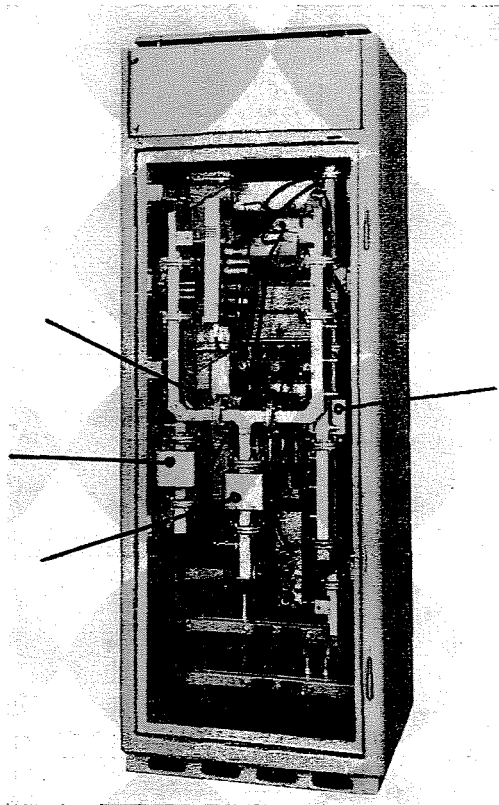


Bild 10

Die Sperrdämpfung im Frequenzband $f_i \pm 150$ MHz ist größer als 10 dB. Die Schmalbandisolatoren sind im System an der in Bild 9 gezeigten Stelle untergebracht. Wie man sieht, wurden Schmalbandisolatoren nach dem Klystron, vor und nach dem Wanderfeldverstärker, also bei den Filtern und vor der Niederpegel-Mischstufe eingebaut. Auf dem Lichtbild (Bild 10) erkennt man die Isolatoren im Radiofrequenz-Gestell.

Der Breitbandisolator hat im Frequenzband $f = 3395 \dots 3635$ MHz bzw. $f = 3635 \dots 3875$ MHz folgende Kennwerte:

$$a_z > 20 \text{ dB}, a_d \leq 0,5 \text{ dB}, \sigma \leq 1,05.$$

Die Breitbandisolatoren befinden sich zwischen dem Polarisationsdreher und dem Radiofrequenz-Gestell, so daß sie von fast allen drei Radiofrequenz-Kanälen passiert werden.

3. Konstruktionsprobleme

Die Besprechung des nach dem Resonanzprinzip arbeitenden Ferritisolators geht von der sogenannten Kittelschen Gleichung

$$\omega_0 = \gamma \sqrt{[H_{0z} + (N_x - N_z) 4\pi M] [H_{0z} + (N_y - N_z) 4\pi M]} \quad (6)$$

aus.

Die Symbole dieser Gleichung haben folgende Bedeutung: H_{0z} — das konstante äußere Magnetfeld; N_x, N_y, N_z — die Entmagnetisierungsfaktoren; $4\pi M$ — die Sättigungsmagnetisierung; ω_0 — die Frequenz, bei welcher der im konstanten Magnetfeld untergebrachte ferromagnetische Stoff Resonanz zeigt; γ — das gyromagnetische Verhältnis, dem aber im weiteren keine Rolle zukommt.

In der Gleichung figurieren im wesentlichen folgende Größen:

- 1) die durch M bestimmten Eigenschaften des magnetischen Stoffes,
- 2) die geometrischen Abmessungen, die mit N zusammenhängen, und
- 3) das äußere Magnetfeld H_{0z} .

Im folgenden werden die einzelnen Faktoren der Reihe nach untersucht.

Die Ferritstoffe für die nach dem Resonanzprinzip arbeitenden Isolatoren wurden im Budapestester Forschungsinstitut für Fernmeldetechnik von Frau Dr. L. Tardos und ihren Mitarbeitern entwickelt. Der hier hergestellte Ferrit MgMnAl Marke M 19/a hat folgende statische Eigenschaften:

$$B_s = 1000 \text{ G}, H_c \approx 1 \text{ Oe}, T_c \approx 120^\circ \text{ C}, \mu_0 = 50 \text{ G/Oe}, \rho = 10^9 \text{ Ohm/cm.}$$

Die zahlenmäßige Berücksichtigung des Einflusses der geometrischen Abmessungen stößt auf große Schwierigkeiten. In dem auf Bild 11 dargestellten

Fall kann annäherungsweise angenommen werden, daß $N_x = N_z = 0$, so daß $N_y = 1$, und die Bedingung der Resonanz

$$\omega_0 = \gamma \sqrt{H_{0z} (H_{0z} + 4\pi M)}. \quad (7)$$

Über die Resonanz gibt die Dämpfung in Durchlaß- und Sperrrichtung Aufschluß. So wurden z. B. bei einer Ferritplatte die Dämpfungsverhältnisse

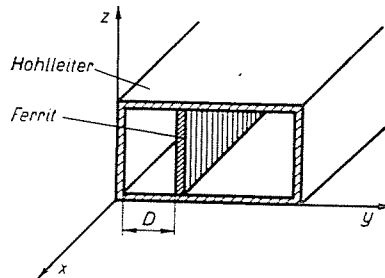


Bild 11

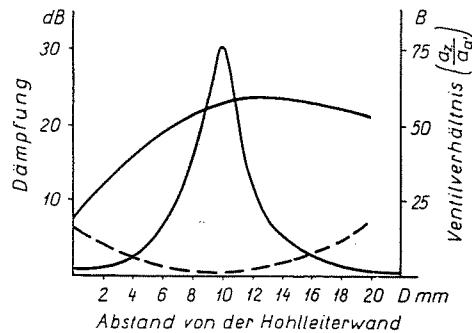


Bild 12

in Abhängigkeit von ihrem Abstand von der Hohlleiterwand gemessen. Die Ergebnisse sind in Bild 12 aufgetragen. Hier ist D der Abstand der Ferritplatte von der Wand des Hohlleiters, a_d und a_z die Durchlaß- bzw. die Sperrdämpfung in dB.

Bei der endgültigen Anwendung wurde — MIKAELIAN [4] und WEISS folgend — neben die Ferritplatte auch eine Dielektrikumplatte gestellt, was sich auf die Arbeit des Ferritisolators vorteilhaft auswirkte und überdies größere Dämpfungsverhältnisse und ein breiteres Frequenzband ermöglichte. Die relative Dielektrizitätskonstante des verwendeten keramischen Stoffes hatte einen Wert von ungefähr 10–15. Die geometrischen Abmessungen im Falle eines auf der Zwischenfrequenz von 3600 MHz arbeitenden Schmalbandisolators ergaben sich gemäß Bild 13. Die Meßergebnisse sind in Bild 14 angegeben.

Durch die Zuspitzung der Ferritplatte und des Dielektrikums konnten bessere Reflexionsverhältnisse erzielt werden. In Bild 14 ist auch das Stehwellenverhältnis in Abhängigkeit von der Frequenz aufgetragen. Wie ersichtlich, liegt dieser Wert wesentlich unter 1,1. Ähnlich genügt der Isolator den Anforderungen bezüglich der Durchlaß- und Sperrdämpfung mit großer Sicherheit.

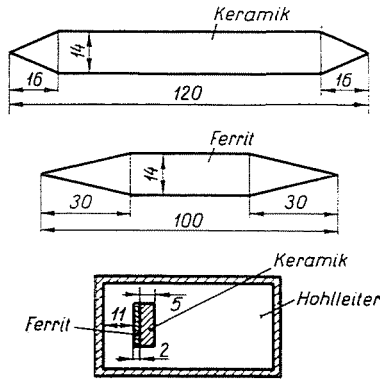


Bild 13

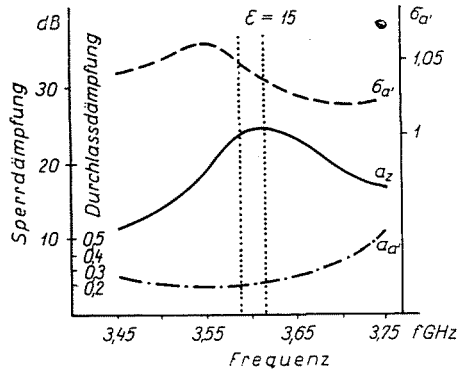


Bild 14

Zur Veranschaulichung der wichtigen Rolle, die das Dielektrikum in der Arbeit des Isolators spielt, möge Bild 15 dienen, in dem die Kenngrößen des Isolators für verschiedene Keramistoffe aufgetragen sind.

Die geometrischen Verhältnisse gestalten sich bei dem in Frequenzband $f = 3635 \dots 3875$ MHz arbeitenden Breitbandisolator nach Bild 16. Die Meßergebnisse am Breitbandisolator sind in Bild 17 angegeben. Hier finden sich — ähnlich wie in Bild 14 — auch das Stehwellenverhältnis und die Werte der Durchlaß- und Sperrdämpfung. Wie man sieht, werden die Anforderungen gemäß Spezifikation vom Isolator mit Sicherheit erfüllt.

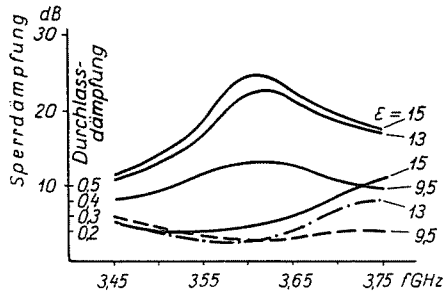


Bild 15

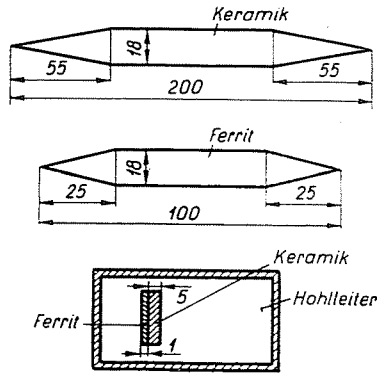


Bild 16

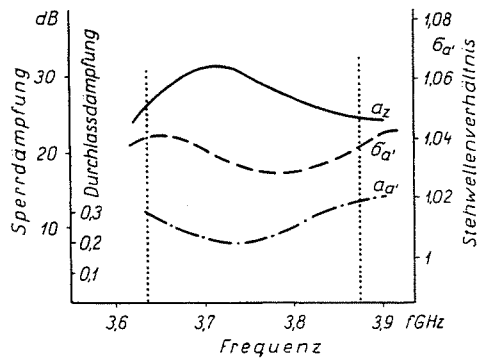


Bild 17

Zwecks Gewinnung der in der Kittelschen Gleichung vorkommenden dritten Größe, d. h. des notwendigen Magnetfeldes, wurde ein Magnet AlNiCo 5 mit folgenden Kennwerten verwendet:

$$(BH)_{\max} = 3,8 \cdot 10^6 \text{ GOe} \quad B_r = 10\,500 \text{ G} \quad H_c = 550 \text{ Oe.}$$

Die nötige Eisenlänge und der erforderliche Eisendurchschnitt wurden aus den Gleichungen

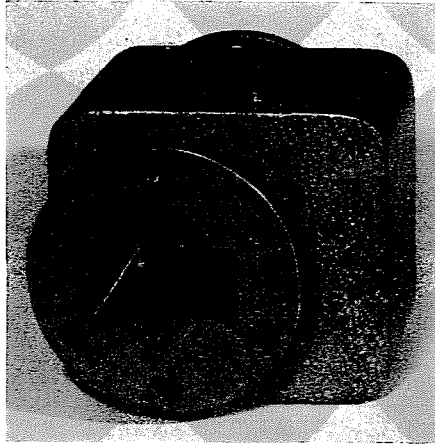


Bild 18

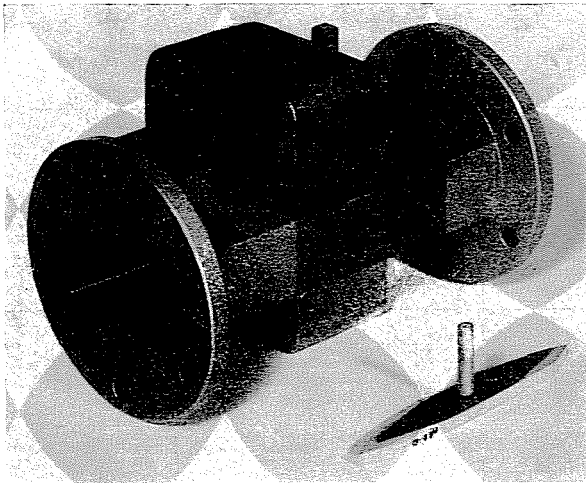


Bild 19

$$l_v = k_H \sqrt{\frac{\operatorname{tg} \alpha}{(H_r B_v)_{\max}}} l_l H_l, \quad (8)$$

$$A_v = k_B \frac{1}{\sqrt{(H_r B_v)_{\max} \operatorname{tg} \alpha}} A_l H_l, \quad (9)$$

ermittelt [5]. Hier ist $\operatorname{tg} \alpha = B_r/H_c$, und H_l die im Luftspalt erforderliche magnetische Feldstärke, die in unserem Falle ungefähr 1100 Oe betragen hat. Die in der Formel erscheinenden Faktoren k_H und k_B wurden auf Grund vor-

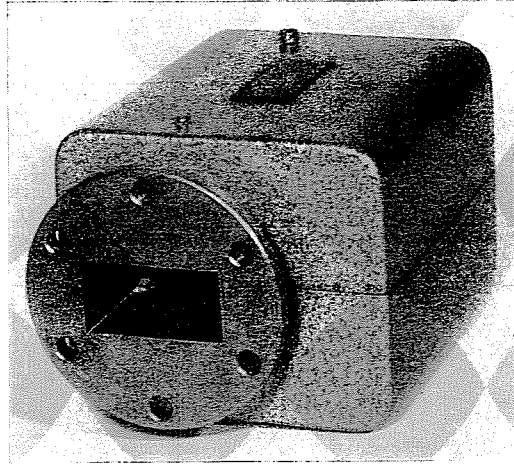


Bild 20

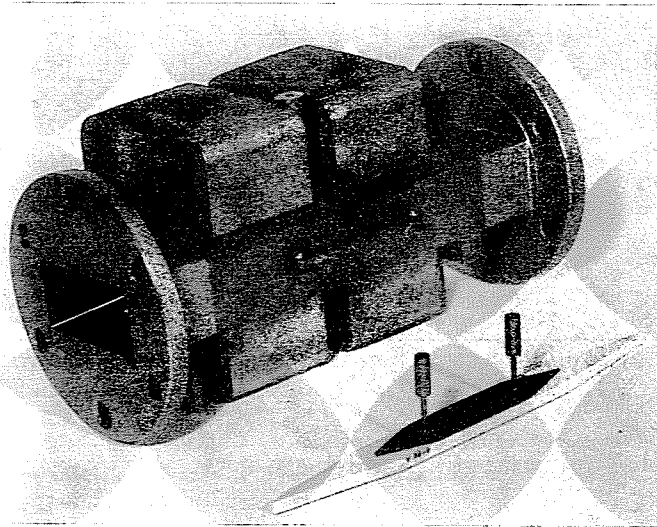


Bild 21

läufiger Schätzung ermittelt und danach unter Berücksichtigung der Versuchsergebnisse berichtigt.

Zum Abschluß sollen die Schmalband- und Breitbandisolatoren durch einige Lichtbilder illustriert werden. In Bild 18 sieht man den Schmalbandisolator. Bild 19 stellt ihn in zerlegtem Zustande dar. Zwecks Verminderung des eigenen Stehwellenverhältnisses des Isolators sind Ferrit und Keramik verschieden geformt.

Der Breitbandisolator ist in zusammengebautem Zustande in Bild 20, zerlegt in Bild 21 zu sehen. Hier werden ebenfalls die im Schmalbandisolator verwendeten Magnete gebraucht, was sich auch auf die Vergrößerung der Bandbreite des Isolators vorteilhaft auswirkt.

Zusammenfassung

Für Mikrowellen-Richtfunkverbindungen wurden im Budapester Forschungsinstitut für Fernmeldetechnik (TKI) spezielle Schmalband- und Breitbandisolatoren entwickelt. Es wird auf die Rolle der Eigenreflexion des Isolators bei seiner richtigen Projektierung und Anwendung hingewiesen. Es werden ferner der Aufbau der Isolatoren, die Meßergebnisse und die Anwendung der Isolatoren in der ungarischen Fernverkehrs-Mikrowelleneinrichtung beschrieben.

Literatur

1. FOX, A. G.—MILLER, S. E.—WEISS, M. T.: Behaviour and applications of ferrites in the microwave region. Bell System Technical Journal. **1** (1955).
2. Proc. IRE, October 1956, Ferrites issue.
3. DEUTSCH, J.—HAKEN, W.—HAZA-RADLITZ Cr: Neue Richtungsleitungen für Richtfunksysteme, NTZ. 7 (1959).
4. Микаэлян, А. Л.—Столяров, А. К: Ферритовые волноводные вентилы с использованием ферромагнитного резонанса. «Радиотехника» 1957, № 10.
5. Поливанов, К. М.: Ферромагнетики. Госэнергоиздат (1957).

K. GÉHER }
GY. ENZSÖL } Budapest, XI., Stoczek u. 2., Ungarn.