

12

EUROPÄISCHE PATENTANMELDUNG

21 Anmeldenummer: 88104292.3

51 Int. Cl.⁴ **H01P 1/161**

22 Anmeldetag: 17.03.88

30 Priorität: 24.03.87 DE 3709558

43 Veröffentlichungstag der Anmeldung:
12.10.88 Patentblatt 88/41

84 Benannte Vertragsstaaten:
AT BE CH DE ES FR GB GR IT LI LU NL SE

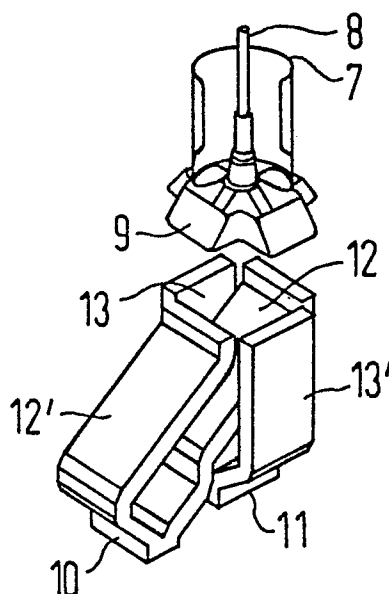
71 Anmelder: **Siemens Aktiengesellschaft Berlin
 und München**
Wittelsbacherplatz 2
D-8000 München 2(DE)

72 Erfinder: **Schuegraf, Eberhard, Dr.-Ing.**
Mauthäuslstrasse 15
D-8000 München 70(DE)

54 **Breitband-Polarisationsweiche.**

57 Es sind Maßnahmen im zwei orthogonale Linearpolarisationen führenden Wellenleiter (7) vorgesehen, z.B. das Einbringen eines Innenleiters (8) und/oder von symmetrisch angeordneten Metallängsstegen, wodurch dessen Leitungswellenwiderstand an die Leitungswellenwiderstände der beiden polarisationsselektiven Rechteckhohlleiterarme (10, 11) angenähert oder im Bedarfsfalle angeglichen wird. Es sind dabei zwei Bedingungen zu erfüllen, nämlich die Angleichung erstens der Querschnittsfaktoren in den Wellenwiderstandsgleichungen der aneinander anzupassenden Wellenleiter und zweitens der Grenzfrequenzen der ineinander überzuführenden Wellentypen. Verbleibende Reaktanzen in den Weichendurchgängen sind dann breitbandig ohne Schwierigkeiten auf kürzestem Raum anpaßbar. Die durch die Erfindung angegebenen Maßnahmen lassen sich bei Breitband-Polarisationsweichen für Satellitenfunk- und Richtfunkantennen anwenden.

FIG 7



EP 0 285 879 A1

Breitband-Polarisationsweiche

Die Erfindung bezieht sich auf eine Breitband-Polarisationsweiche zur Trennung orthogonal linear polarisierter elektromagnetischer Mikrowellen mit einer Verzweigungseinrichtung, die einen die beiden orthogonalen Polarisierungen führenden Wellenleiter in zwei nur noch jeweils eine dieser Polarisierungen führende Rechteckhohlleiterarme aufteilt.

- 5 Praktisch allen bekannten Polarisationsweichen fehlt die Grundvoraussetzung für eine echte Breitbandanpassung, nämlich die Wellenwiderstandshomogenität entlang den beiden Durchgängen einer solchen Weiche; denn zwischen jedem der beiden polarisationsselektiven Weichenanschlüsse, die stets als Rechteckhohlleiter mit dem Seitenverhältnis $a \approx 2b$ ausgebildet sind, und dem Hohlleiter kreisrunden oder quadratischen Querschnitts ($a = b$) besteht bei allen bekannten Polarisationsweichen nach der Wellenwiderstands-
10 standsgleichung

$$15 \quad Z = \frac{b}{a} \frac{K Z_0}{\sqrt{1 - (\lambda_0 / \lambda_k)^2}}$$

- ein Wellenwiderstandssprung Z_{rund} bzw. Z_{Quadrat} $Z_{\text{Rechteck}} \approx 2$. In der vorstehenden Gleichung ist Z der Leitungswellenwiderstand, $b \cdot K / a$ der Querschnittsfaktor für die jeweilige Welle im Rechteckhohlleiter, Z_0 der Feldwellenwiderstand einer ebenen Welle im freien Raum, λ_0 die Wellenlänge im freien Raum und λ_k die jeweilige kritische Wellenlänge, die auch Grenzwellenlänge des betrachteten Wellentyps genannt wird. Eine breitbandige Anpassung des Wellenwiderstandssprungs zwischen den Leitungen ist -jedenfalls über große Bandbreiten von einer Oktave und mehr - prinzipiell unmöglich.

- Es ist versucht worden, mit stetigen Übergängen, mit Umlenk- und Kurzschlußblechen unterschiedlichsten Zuschnitts beider Stirnflächen, mit Blenden, Schraubenansammlungen und ähnlichem den
25 diagnostizierten Wellenwiderstandssprung wenigstens schmalbandig (bis ca. 20 %) reflektionsarm zu machen.

- Aufgabe der Erfindung ist es, eine Möglichkeit anzugeben, mit welcher die störenden Wellenwiderstandssprünge bei breitbandig zu verwendenden Polarisationsweichen reduziert oder ganz eliminiert werden.
30

- Gemäß der Erfindung, die sich auf Breitband-Polarisationsweichen der eingangs genannten Art bezieht, wird diese Aufgabe dadurch gelöst, daß Maßnahmen im die beiden Polarisierungen führenden Wellenleiter vorgesehen sind, durch welche dessen ursprünglich etwa doppelt so großer Leitungswellenwiderstand an die in sich gleichen Leitungswellenwiderstände der beiden Rechteckhohlleiterarme angenähert oder im
35 Bestfalle angeglichen wird, wozu zwei Bedingungen zu erfüllen sind, nämlich zum einen die Angleichung der Querschnittsfaktoren in den Wellenwiderstandsgleichungen der aneinander anzupassenden Wellenleiter und zum anderen die Angleichung der Grenzfrequenzen der ineinander überzuführenden Wellentypen in diesen Wellenleitern, und daß verbleibende Reaktanzen in den Wellenleitern durch nur kurze Baulängen erfordernde Transformationsmaßnahmen angepaßt werden. Die Erfindung geht von dem Gedanken aus, daß
40 die Leitungswellenwiderstände der rechteckigen Polarisationsweichen-Hohlleiterarme mit ihrem Seitenverhältnis $a \approx 2b$ fest vorgegeben sind, wogegen der Leitungswellenwiderstand des die beiden Orthogonalpolarisationen führenden Wellenleiters nicht festgelegt und daher frei wählbar ist. Dies eröffnet die bislang ungenutzte Möglichkeit, den Leitungswellenwiderstand des die beiden orthogonalen Polarisierungen führenden Wellenleiters durch die angegebenen Maßnahmen abzusenken und damit an die Leitungswellenwiderstände der Rechteckhohlleiterarme zumindest anzunähern. Ideale Anpassungsbedingungen herrschen,
45 wenn die Leitungswellenwiderstände des die beiden orthogonalen Polarisierungen führenden Wellenleiters an diejenigen der Rechteckhohlleiterarme breitbandig angeglichen sind. Durch die Erfüllung der angegebenen beiden Bedingungen, nämlich zum einen der Angleichung der Querschnittsfaktoren in den Wellenwiderstandsgleichungen der aneinander anzupassenden Wellenleiter, z.B. nach der vorstehend angegebenen Wellenwiderstandsgleichung der Faktor $b \cdot K / a$ für die H₁₀-Welle im Rechteckhohlleiter, und der Angleichung der Grenzfrequenzen der ineinander überzuführenden Wellentypen, wird eine Angleichung der Wellenwiderstände über sehr große Bandbreiten erreicht. Beide Durchgänge solcher wellenwiderstandshomogenisierter Polarisationsweichen enthalten dann keinerlei Wellenwiderstandssprünge mehr, sondern nur noch Reaktanzen, die bekanntlich - im Gegensatz zu Wellenwiderstandssprüngen - sehr breitbandig
50 anpaßbar sind. Dieses Prinzip der Wellenwiderstandshomogenisierung ist auf praktisch alle bekannten

Polarisationsweichen anwendbar. Das Ergebnis ist stets eine gegenüber bisher wesentlich vergrößerte Bandbreite der Reflexionsarmut.

In den Unteransprüchen sind vorteilhafte und zweckmäßige Ausführungsmöglichkeiten der Erfindung zur Erreichung einer Wellenwiderstandshomogenität entlang den beiden Durchgängen einer Breitband-Polarisationsweiche angegeben.

Die Erfindung und Ausführungsbeispiele davon werden im folgenden anhand von sieben Figuren erläutert. Es zeigen

Fig. 1 zwei wellenwiderstandssenkende Maßnahmen im die beiden Orthogonalpolarisationen führenden Wellenleiter,

Fig. 2 eine Anzahl von Querschnittsmöglichkeiten bei einem die beiden Orthogonalpolarisationen führenden Wellenleiter jeweils mit einem Innenleiter mit reduziertem Wellenwiderstand und erweiterten Frequenz-Eindeutigkeitsbereichen,

Fig. 3 einen meßtechnisch gewonnenen, quantitativen Zusammenhang zwischen dem Wellenwiderstand eines Koaxialwellenleiters mit rundem Innenleiter und seinem Durchmesser Verhältnis von Innen- zu Außenleiterdurchmesser,

Fig. 4 ein Diagramm, bei dem für das Durchmesser Verhältnis eines jeweils betrachteten Koaxialwellenleiters der Durchmesser desjenigen gedachten Rundhohlleiters ermittelt wird, der die gleiche H_{11} -Grenzfrequenz hat wie der Koaxialwellenleiter,

Fig. 5 ein Diagramm, in dem Frequenz-Eindeutigkeitsbereiche in Koaxialwellenleitern abhängig von ihrem Durchmesser Verhältnis dargestellt sind,

Fig. 6 in einer Querschnittsdarstellung eines Koaxialwellenleiters das E-Feld der H_{31} -Störwelle,

Fig. 7 in einer Schrägansicht die Struktur einer Zweiband-Polarisationsweiche mit einem Innenleiter zur Reduzierung der Wellenwiderstandssprünge.

Zur angestrebten Wellenwiderstandssenkung in einem einen Außenleiter 1 runden oder quadratischen Querschnitts aufweisenden, beide Orthogonalpolarisationen führenden Wellenleiter eignet sich nach der linken Darstellung entweder eine symmetrische Anordnung von wenigstens vier Metallstegen 2, 3, 4 und 5 an der Innenfläche der Wand des Außenleiters 1 oder/und, wie in der rechten Darstellung von Fig. 1 gezeigt ist, ein konzentrisch angeordneter Innenleiter 6. Der Innenleiter 6 ist in der Praxis leichter herzustellen als die sich in Hohlleiterlängsrichtung erstreckenden leitenden Stege 2, 3, 4 und 5. Der Innenleiter 6 ist in der mittleren Längsachse des Außenleiters 1 angeordnet und verläuft somit konzentrisch. Der Innenleiter 1 wird vorzugsweise in der Gabelungszone der drei Polarisationsweichenhohlleiter mit den Außenleiterkonturen fest, d.h. leitend, verbunden. Diese eigens dafür geschaffene Befestigung ist universell einsetzbar und läßt sich zur Reflexionskompensation beider Polarisierungen ausnützen.

Die einfachste Form eines Innenleiters 6 ist die in der rechten Darstellung von Fig. 1 gezeigte kreisrunde Querschnittsform. Damit wird neben der angestrebten Wellenwiderstandssenkung zusätzlich eine wesentliche Ausweitung des Eindeutigkeitsbereiches beim Koaxialwellenleiter erreicht, wozu im weiteren Verlauf der Beschreibung noch quantitative Angaben folgen.

Für noch breitere Eindeutigkeitsbereiche f_{KE11} / f_{KH11} , f_{KH31} / f_{KH11} und f_{KE21} / f_{KH10} sind günstigere Querschnittsformen des Innenleiters 6 möglich, die in Fig. 2 im einzelnen dargestellt sind. Danach läßt sich der Innenleiter 6 z.B. kreuzförmig ausbilden, und auch Kombinationen mit einem runden oder quadratischen Außenleiter 1 ohne oder mit leitenden Längsstegen 2, 3, 4 und 5 sind möglich.

Nach dem Aufsatz W. Baier: "Wellentypen in Leitungen rechteckigen Querschnitts" aus der Zeitschrift "AEÜ", Band 22 (68), Heft 4, Seiten 184 ff. bewirkt der Innenleiter 6 sehr geringe Zusatzverluste und bringt folgende weitere Vorteile. Der über die Polarisationsweiche hinaus verlängerte Innenleiter 6 eignet sich dazu, das Verhalten eines an die Polarisationsweiche angeschlossenen Verbrauchers zu verbessern, so z.B. die Bandbreite der Reflexionsarmut eines Rillenhorns und seine Kreuzpolarisationseigenschaften gegenüber der Hornspeisung durch einen reinen Hohlleiter - also ohne Innenleiter - zu verbessern. Dabei kann der Innenleiter 6 im Hornhals, im Rillenbereich oder ausserhalb der Hornapertur stetig, gestuft oder sprunghaft enden. Ferner kann in einem hohl gestalteten Innenleiter 6 Raum geschaffen werden für Wellen gleicher oder anderer Art mit gleicher oder anderer Frequenz wie diejenigen außerhalb des Innenleiters 6 bereits vorhandenen Wellen. Dazu kann der Innenraum des Innenleiters seinerseits in geeigneter Weise mit leitendem Material oder mit einem Dielektrikum versehen werden. Im Innenraum des Innenleiters 6 und/oder nahe seiner Oberfläche können ferner Koppeleinrichtungen für Wellen angeordnet werden, die aus dem Raum außerhalb des Innenleiters in sein Inneres und umgekehrt gekoppelt werden.

Der Innenleiter 6 erhöht unabhängig von seiner jeweiligen Querschnittsform und derjenigen des zugehörigen Außenleiters 1 überwiegend die Querkapazität im Wellenwiderstandsersatzschaltbild für H-Wellen. Somit sinkt der Wellenwiderstand der H_{11} -Welle bzw. der H_{31} -Welle - wie beabsichtigt - und die zugehörigen Grenzwellenlängen steigen an.

Für den einfachen, praktisch interessanten Fall des koaxialen Wellenleiters mit einem kreisrunden Innen- und Außenleiter zeigt Fig. 3 den meßtechnisch gewonnenen, quantitativen Zusammenhang zwischen dem Wellenwiderstand dieses Koaxialwellenleiters und seinem Durchmesser Verhältnis d/D_K von Innenleiterdurchmesser d zu Außenleiterdurchmesser D_K . Die Messungen sind so ausgeführt, daß für Koaxialwellenleiter mit bestimmten Werten der Durchmesser Verhältnisse $(d/D_K)_n$ jeweils derjenige Rechteckhohlleiter mit seinem Seitenverhältnis $(b/a)_n$ ermittelt ist, der am sprunghaften Übergang zwischen dem jeweiligen Koaxialwellenleiter und dem Rechteckhohlleiter Breitbandanpassung ergibt. Hierbei sind zuvor die Grenzfrequenzen der H_{10} -Welle im Rechteckhohlleiter und der H_{11} -Welle im Koaxialwellenleiter gleich gemacht. Dazu wird für das Durchmesser Verhältnis d/D_K des jeweils betrachteten Koaxialwellenleiters aus der Fig. 4 nach Meinke, Gundlach: "Taschenbuch der Hochfrequenztechnik", 2. Auflage, Springer-Verlag, Seite 309 der Durchmesser D_0 desjenigen gedachten Rundhohlleiters ermittelt, der die gleiche H_{11} -Grenzfrequenz hat wie der Koaxialwellenleiter. Mithin ergibt sich die Grenzwellenlänge des Koaxialwellenleiters als $\lambda_{KH11} = 1,706 D_0$ und daraus dann die gesuchte Breitseite a des Rechteckhohlleiters mit der angeglichenen H_{10} -Grenzwellenlänge $2a = 1,706 D_0$.

Außerdem ist bei diesen Messungen die am Querschnittsprung verbleibende Reaktanz durch einen passenden Längsversatz des Innenleiteranfangs gegenüber der Sprungstelle breitbandig kompensiert. Solche sprunghaften Übergänge vom Rechteckwellenleiter auf den Koaxialwellenleiter beanspruchen praktisch keine Baulänge. Sie erreichen Bandbreiten der Reflexionsarmut bis zu einer Oktave, und über 50 % Bandbreite ist ihre Reflexion kleiner als 1 %. Damit ist eine wichtige Grundkomponente wellenwiderstandshomogener Polarisationsweichen verfügbar.

Anhand der quantitativen Zusammenhänge der Durchmesser Verhältnisse d/D_K von Koaxialwellenleitern mit ihren Wellenwiderständen, dargestellt in Fig. 3, und ihren H_{11} -Grenzfrequenzen, dargestellt in Fig. 4, lassen sich zunächst für die zumeist gegebenen Rechteckhohlleiter mit $a = 2b$ die hinsichtlich des Wellenwiderstands und der H_{11} -Grenzfrequenz dazu passenden Koaxialwellenleiter ermitteln. In diesem Zusammenhang wird auf die linke Spalte der am Schluß der Beschreibung angefügten Berechnungstabelle hingewiesen. Darüber hinaus ergeben sich ganz neue Konzeptperspektiven für die Realisierung von Polarisationsweichen mit extrem großen Bandbreiten aufgrund der Einführung von niedrigeren Rechteckhohlleitern mit $b < a/2$ und den daran angepaßten Koaxialwellenleitern mit relativ dicken Innenleitern. Hierzu werden in der am Schluß der Beschreibung angegebenen Berechnungstabelle die Beispiele $a = 3b$ und $a = 4b$ ausgewertet. Zur Beurteilung der zugehörigen Koaxialwellenleiter werden sodann ihre theoretischen Eindeutigkeitsbereiche im Blick auf die bei symmetrischer H_{11} -Anregung zuerst auftretende E_{11} -Störwelle ermittelt. Quantitativ kennzeichnend hierfür sind die Grenzfrequenzverhältnisse f_{KE11} / f_{KH11} abhängig vom Durchmesser Verhältnis d/D_K der Koaxialwellenleiter nach Fig. 5 aus Meinke, Gundlach: "Taschenbuch der Hochfrequenztechnik", Springer-Verlag, 2. Auflage, Seite 309. Es ergeben sich für niedriger gewählte Rechteckhohlleiter mit $b < a/2$ und die daran angepaßten Koaxialwellenleiter mit relativ dicken Innenleitern Eindeutigkeitsbereiche $f_{KE11} : f_{KH11}$, die mit zunehmendem Durchmesser Verhältnis d/D_K äußerst rasch breiter werden und deren Breite für $d/D_K \rightarrow 1$ gegen ∞ gehen.

Sodann wird auch die auf die E_{11} -folgende H_{31} -Störwelle nach Fig. 6 in die Betrachtung einbezogen. Die H_{31} -Störwelle wird trotz symmetrischer Anregung neben der H_{11} -Grundwelle angeregt, weil nach Fig. 6 z.B. die E-Feldstärken der H_{13} -Welle an diametral gegenüberliegenden Stellen des Umfangs im Koaxialwellenleiter stets die gleiche Richtung haben wie die E-Felder der H_{11} -Welle.

Mit der Einführung des Innenleiters wird neben der breitbandigen Angleichung der Wellenwiderstände auch die Erweiterung des Eindeutigkeitsbereiches f_{KH31} / f_{KH11} erreicht. Nach Fig. 5 hat der an den Rechteckhohlleiter mit $a = 2b$ angepaßte Koaxialwellenleiter mit $d/D_K = 0,37$ einen nutzbaren Eindeutigkeitsbereich $f_{KH31} : f_{KH11} = 2,73$ (gegenüber dem nutzbaren Eindeutigkeitsbereich $f_{KE11} : f_{KH11} = 2,08$ beim Rundhohlleiter ohne Innenleiter). Wegen der notwendigen Abstände der Betriebsfrequenzen von den Grenzfrequenzen entspricht $f_{KH31} : f_{KH11} = 2,73$ einer nutzbaren Bandbreite von $f_h / f_n = 2,5$ maximal. Nach Fig. 5 erreicht der Koaxialwellenleiter bei $d/D_K = 0,77$ ein Maximum der Breite des Eindeutigkeitsbereiches bei $f_{KH31} : f_{KH11} = 3,09$ entsprechend einer nutzbaren Bandbreite von maximal $f_h / f_n = 2,8$.

Diese Zahlenwerte gelten für Koaxialwellenleiter mit runden Innen- und Außenleitern. Noch größere Nutzbandbreiten sind mit Koaxialwellenleitern zu erwarten, deren Querschnittsvarianten in Fig. 2 skizziert sind. Die Gestaltung dieser Querschnitte zielt auf eine möglichst starke kapazitive Belastung der H_{10} -Welle - also auf eine niedrige H_{10} -Grenzfrequenz - bei zugleich möglichst geringer kapazitiver Belastung der H_{30} -Welle und einer folglich hohen H_{30} -Grenzfrequenz. Mit diesen Methoden erscheint es möglich, z.B. die praktisch interessierende Kombination der beiden Richtfunkbereiche von 3,4 bis 4,2 GHz und von 10,7 bis 11,7 GHz mit einer einzigen Polarisationsweiche zu beherrschen.

Als praktischer Anwendungsfall der Erfindung wird im folgenden anhand der Fig. 7 eine Breitband-Polarisationsweiche eines Zweiband-Antennensystems für die Richtfunkfrequenzbereiche 3,58 bis 4,2 GHz

und 6,425 bis 7,125 GHz erläutert. Für diesen Frequenzquotienten $f_h / f_n = 1,99$ ist der Rundhohlleiter 7 wegen seiner "Mehrwelligkeit" über Frequenzbereiche, die einschließlich der notwendigen Grenzfrequenzabstände $f_{KE11} / f_{KH11} = 2,08$ erreichen, sowohl als Polarisationsweichenhohlleiter wie auch als Hornhohlleiter untauglich. Die unumgängliche Erweiterung des Eindeutigkeitsbereiches gelingt mit der Einführung eines Innenleiters 8, so daß nach Fig. 7 an die z.B. aus dem Aufsatz von E. Schuegraf "Neuartige Mikrowellenweichen für Zweibandantennen" aus "NTZ", Band 38 (1985), Heft 8, Seiten 554 bis 560 bekannte Doppelverzweigung 9, die der E_{11} - und H_{21} -störwellenfreien Anregung beider Polarisierungen dient, ein Koaxialwellenleiter, bestehend aus dem Innenleiter 8 und dem Außenleiter 7, angeschlossen ist. Sein Eindeutigkeitsbereich kann schon mit einem relativ dünnen Innenleiter 8 von $d = 7,3$ mm im Außenleiter 7 mit $D_K = 52,2$ mm auf f_{KE11} (11 % unter $f_n = 3,58$ GHz) und $f_{KE11} = 7,3$ GHz, d.h. 2,5 % über $f_h = 7,125$ GHz, bei der sich demnach eine ausreichende Störfeldämpfung für die E_{11} -Welle ergibt. Somit wird einerseits das E_{11} -Störfeld der Doppelverzweigung 9 genügend gedämpft; und - da der Innenleiter 8 bis in die Nähe der ersten Rille eines angeschlossenen Rillenhorns verlängert ist - ist die E_{11} -Nutzanregung im Rillenbereich vom Hornhohlleiter mit der aperiodischen E_{11} -Dämpfung erwünschtermaßen entkoppelt. Im übrigen hat die Gestalt des Innenleiters 8 auch bei sehr kleinen Änderungen einen ganz entscheidenden Einfluß auf die Hornreflexion und ebenso auf die Kreuzpolarisationsunterdrückung.

Die Rechteckhohlleiterzugänge 10 und 11 der in Fig. 7 dargestellten Polarisationsweiche sind mit $a = 2$ b = 46 mm ausgeführt. Beide Hohlleitergabeln 12, 12' und 13, 13' und die Doppelverzweigung 9 sind wellenwiderstandshomogen, und der dazu passende Koaxialwellenleiter hat nach Fig. 3 und 4 $D_K = 43$ mm und $d = 16$ mm. Diese Dimensionierung stellt den Prototyp der erfindungsgemäßen wellenwiderstandshomogenen Polarisationsweiche dar.

Bei der Anordnung in Fig. 7 ist der verbleibende Wellenwiderstandssprung zwischen dem zuvor ermittelten Koaxialwellenleiter ($d = 16$ mm, $D_K = 43$ mm) und dem zum Horn weiterführenden mit $D_K = 52,2$ mm und $d = 7,3$ mm vorteilhafterweise auf 1,6 reduziert und wird durch $\lambda_H / 4$ -Transformationsstufen reflexionsarm überbrückt. Der rotationssymmetrisch ausgeführte Transformator bietet viele, einfach ausführbare Korrekturmöglichkeiten, die stets für beide Polarisierungen gleiche Wirkung haben.

Die im Ausführungsbeispiel nach Fig. 7 dargestellte Polarisationsweiche hat eine sehr große Nutzbandbreite. Daher ist sie besonders dazu geeignet, daß an ihre Rechteckhohlleiterarme 10 und 11 je eine Frequenzweiche für zwei oder mehr Richtfunkfrequenzbereiche unterschiedlicher Frequenzlage angeschlossen wird (direkt). Außerdem kann die Verbindung zwischen den beiden Rechteckhohlleiterarmen 10 und 11 der in Fig. 7 dargestellten Polarisationsweiche und den beiden Frequenzweichen auch durch zwei lange Leitungen hergestellt werden, die z.B. als mit entsprechenden Übergängen versehene, übermodierte, biegbare Rechteckhohlleiter ausgebildet sind und die durch alle erdenklichen Maßnahmen zur Erweiterung ihres eindeutigen Übertragungsfrequenzbereiches dazu geeignet sind, jeweils mehr als einen Richtfunkbereich gleicher Polarisation vom Ort der Frequenzweichen, z.B. am Fuße des Antennenturms, dämpfungs-, reflexions- und lauffzeitverzerrungsarm zur unmittelbar an der Antenne, d.h. also beispielsweise auf dem Turm angeordneten Breitband-Polarisationsweiche und umgekehrt zu übertragen.

Es wird noch darauf hingewiesen, daß es sich bei dem in Bild 7 des bereits erwähnten Aufsatzes von E. Schuegraf in der Zeitschrift "NTZ", Band 38 (1985), Heft 8 dargestellten Innenleiter nicht um einen runden Innenleiter im Sinne der Erfindung handelt, mit dem eine Wellenwiderstandshomogenisierung entlang der beiden Durchgänge einer Polarisationsweiche erreicht wird, sondern um einen $\lambda/4$ -Transformator. Auch der in den Figuren 2a und 2b der DE-PS 28 42 576 dargestellte Innenleiter stellt ein schmalbandiges $\lambda/4$ -Trafo-Netzwerk mit Zusatzreaktanzen dar, das speziell auf eine gute Anpassung in zwei schmalen Frequenzbereichen, die relativ weit auseinander liegen (knappe Oktave), speziell zugeschnitten und mit einem gemäß der Erfindung bemessenen Innenleiter nicht vergleichbar ist.

Nach den erfindungsgemäßen Grundsätzen können nun neue Polarisationsweichen dimensioniert werden, deren je zwei Rechteckhohlleiterarme beispielsweise mit folgenden Seitenverhältnissen ausgestattet werden (Berechnungstabelle):

$$a = 2b_2; \frac{b_2}{a} = 0,5 \quad \left| \quad a = 3b_3; \frac{b_3}{a} = \frac{1}{3} \quad \right| \quad a = 4b_4; \frac{b_4}{a} = 0,25$$

Dazu wird jeweils derjenige Koaxialwellenleiter ermittelt, der bei rundem Außen- und Innenleiter die gleiche H_{11} -Grenzfrequenz und frequenzunabhängig gleiche Wellenwiderstände aufweist wie die Rechteck-

hohlleiterarme. Aus dem b.a-Wert des Rechteckhohlleiterarms folgt nach Fig. 3 das Durchmesser Verhältnis des wellenwiderstandsgleichen Koaxialwellenleiters zu

$$d:D_K = 0,37 \mid 0,51 \mid 0,6$$

Für den jeweiligen d:D_K-Wert des Koaxialwellenleiters folgt aus Fig. 4 das Durchmesser Verhältnis (D_K D₀) mit D₀ als Durchmesser desjenigen Rundhohlleiters, der die gleiche H₁₁-Grenzfrequenz hat wie der jeweilige Koaxialwellenleiter

$$D_K D_0 = 0,80 \mid 0,71 \mid 0,67$$

$$\text{Aus } 2a = 1,706 D_0 = 1,706 \frac{D_K}{\frac{D_K}{D_0}} \text{ folgt } D_K = \frac{2a}{1,706} \frac{D_K}{D_0} :$$

$$D_K = 0,983a \mid 0,83a \mid 0,803a$$

Für den jeweiligen Koaxialwellenleiter mit d : D_K ergibt sich nach Fig. 5 aus Meinke, Gundlach "Taschenbuch der Hochfrequenztechnik", 2. Auflage, Seite 309 der Eindeutigkeitsbereich f_{KE11} f_{KH11} bzw. f_{KH31}

f_{KH11}:

$\frac{f_{KE11}}{f_{KH11}} = 3,54$	$5,01$	$6,56$
$\frac{f_{KH31}}{f_{KH11}} = 2,73$	$2,91$	$3,006$

Als konkretes Beispiel werden für den 4-GHz-Rechteckhohlleiter mit a = 58,17 mm und den obigen Seitenverhältnissen folgende vollständige Dimensionierungen angegeben.

$a = 58,17 \text{ mm}$		
$b_2 = 29,08 \text{ mm}$	$b_3 = 19,39 \text{ mm}$	$b_4 = 14,54 \text{ mm}$
$D_{K2} = 54,56 \text{ mm}$	$D_{K3} = 48,4 \text{ mm}$	$D_{K4} = 46,71 \text{ mm}$
$d_2 = 20,19 \text{ mm}$	$d_3 = 24,7 \text{ mm}$	$d_4 = 28,0 \text{ mm}$

Ansprüche

55

1. Breitband-Polarisationsweiche zur Trennung orthogonal linear polarisierter elektromagnetischer Mikrowellen mit einer Verzweigungseinrichtung, die einen die beiden orthogonalen Polarisationen führenden Wellenleiter in zwei nur noch jeweils eine dieser Polarisationen führende Rechteckhohlleiterarme aufteilt,

- dadurch gekennzeichnet**, daß Maßnahmen im die beiden Polarisationen führenden Wellenleiter (7) vorgesehen sind, durch welche dessen ursprünglich etwa doppelt so großer Leitungswellenwiderstand an die in sich gleichen Leitungswellenwiderstände der beiden Rechteckhohlleiterarme (10, 11) angenähert oder im Bestfalle angeglichen wird, wozu zwei Bedingungen zu erfüllen sind, nämlich zum einen die Angleichung der Querschnittsfaktoren in den Wellenwiderstandsgleichungen der aneinander anzupassenden Wellenleiter und zum anderen die Angleichung der Grenzfrequenzen der ineinander überzuführenden Wellentypen in diesen Wellenleitern, und daß verbleibende Reaktanzen in den Wellenleitern durch nur kurze Baulängen erfordernde Transformationsmaßnahmen angepaßt werden.
2. Polarisationsweiche nach Anspruch 1,
- dadurch gekennzeichnet**, daß bei räumlich symmetrischer Anregung beider Linearpolarisationen mit je einer elektrisch symmetrischen Rechteckhohlleitergabel (12, 12', 13, 13') die Gabelteilarme mit der Hälfte der Höhe b der äußeren Zugänge zu den Rechteckhohlleiterarmen und mit unveränderter Breitseite a in den die beiden Orthogonalpolarisationen führenden Wellenleiter (7) münden.
3. Polarisationsweiche nach Anspruch 1,
- dadurch gekennzeichnet**, daß an der Innenfläche der kreisrund oder quadratisch ausgebildeten Außenwand (1) des Wellenleiters in Wellenleiterlängsrichtung wenigstens vier Metallstege (2, 3, 4, 5) symmetrisch angeordnet sind.
4. Polarisationsweiche nach einem der vorhergehenden Ansprüche,
- dadurch gekennzeichnet**, daß im Innenraum des Wellenleiteraußenleiters (1) kreisrunden oder quadratischen Querschnitts ein konzentrisch, d.h. in der mittleren Längsachse angeordneter Innenleiter (6) vorgesehen ist, der querschnittsmäßig so dimensioniert und möglicherweise abgestuft ist, daß die vorgegebenen Bedingungen zur homogenen Wellenwiderstandsnäherung oder -homogenisierung erfüllt sind.
5. Polarisationsweiche nach Anspruch 4,
- dadurch gekennzeichnet**, daß die Zugänge zu den beiden Rechteckhohlleiterarmen (10, 11) mit gegenüber der Normalhöhe $b = a/2$ wesentlich reduzierter Höhe ausgeführt sind und daß der Leitungswellenwiderstand des die beiden Orthogonalpolarisationen führenden Wellenleiters (7) an den Leitungswellenwiderstand dieser in der Hohlleiterhöhe reduzierten Rechteckhohlleiterarmzugänge durch verstärkte kapazitive Belastung mittels dickerem Innenleiter (8) im die beiden Orthogonalpolarisationen führenden Wellenleiter und/oder mit Metalllängsstegen innen an dessen Außenwand angeglichen ist.
6. Polarisationsweiche nach den Ansprüchen 4 oder 5,
- dadurch gekennzeichnet**, daß der Innenleiter (8) in der Gabelungszone der drei Polarisationsweichenwellenleiter, z.B. bei einer Doppelverzweigung (9), befestigt und dort mit den Wellenleiterkonturen fest, d.h. leitend verbunden ist.
7. Polarisationsweiche nach einem der Ansprüche 4 bis 6,
- dadurch gekennzeichnet**, daß der Innenleiter (8) einen kreisrunden Querschnitt aufweist.
8. Polarisationsweiche nach einem der Ansprüche 4 bis 6,
- dadurch gekennzeichnet**, daß der Innenleiter (6) einen kreuzförmigen Querschnitt aufweist.
9. Polarisationsweiche nach einem der Ansprüche 4 bis 6,
- dadurch gekennzeichnet**, daß der Innenleiter (6) einen Vierkantquerschnitt aufweist.
10. Polarisationsweiche nach einem der Ansprüche 4 bis 6,
- dadurch gekennzeichnet**, daß der Innenleiter (6) einen kreisrunden Querschnitt mit symmetrisch angeordneten Längsstegen aufweist.
11. Polarisationsweiche nach einem der Ansprüche 4 bis 10,
- dadurch gekennzeichnet**, daß der Innenleiter (8) im Außenleiter (7) kreisrunden oder quadratischen Querschnitts über den eigentlichen Polarisationsweichenbereich in Richtung zum angeschlossenen Verbraucher hin verlängert ist.
12. Polarisationsweiche nach Anspruch 11,
- dadurch gekennzeichnet**, daß der Innenleiter im Verbraucher, z.B. einem Hornstrahler, insbesondere einem Rillenhornstrahler, im Hornstrahlerhals, im Rillenberg oder außerhalb der Hornstrahlerapertur stetig, gestuft oder sprunghaft endet.
13. Polarisationsweiche nach einem der Ansprüche 4 bis 12,
- dadurch gekennzeichnet**, daß der Innenleiter hohl ausgebildet ist, so daß darin Wellen gleicher oder anderer Art mit gleicher oder unterschiedlicher Frequenz wie diejenigen außerhalb des Innenleiters bereits vorhandenen Wellen geführt werden können.
14. Polarisationsweiche nach Anspruch 13,
- dadurch gekennzeichnet**, daß der hohle Innenraum des Innenleiters seinerseits in geeigneter Weise mit leitendem und oder dielektrischem Material versehen ist.

15. Polarisationsweiche nach Anspruch 12 oder 14,
dadurch gekennzeichnet, daß im hohlen Innenraum des Innenleiters und/oder nahe an seiner Oberfläche Koppeleinrichtungen für Wellen angeordnet sind, die aus dem Raum außerhalb des Innenleiters in sein Inneres und umgekehrt gekoppelt werden.
- 5 16. Polarisationsweiche nach einem der vorhergehenden Ansprüche,
dadurch gekennzeichnet, daß an beide polarisationsselektiven Rechteckhohlleiterarme (10, 11) je eine Frequenzweiche direkt angeschlossen ist.
17. Polarisationsweiche nach einem der Ansprüche 1 bis 15,
dadurch gekennzeichnet, daß an beide polarisationsselektiven Rechteckhohlleiterarme (10, 11) je eine
 10 Frequenzweiche über jeweils eine lange Leitung angeschlossen ist, die als mit entsprechenden Übergängen versehene, übermodierte Rechteckhohlleitung ausgebildet ist.

15

20

25

30

35

40

45

50

55

FIG 1

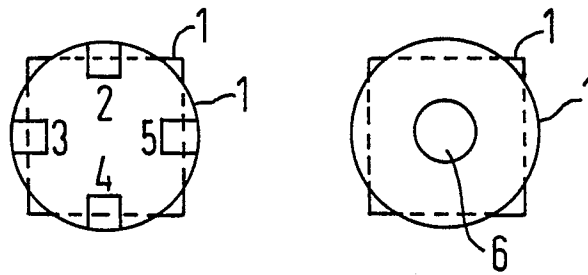


FIG 2

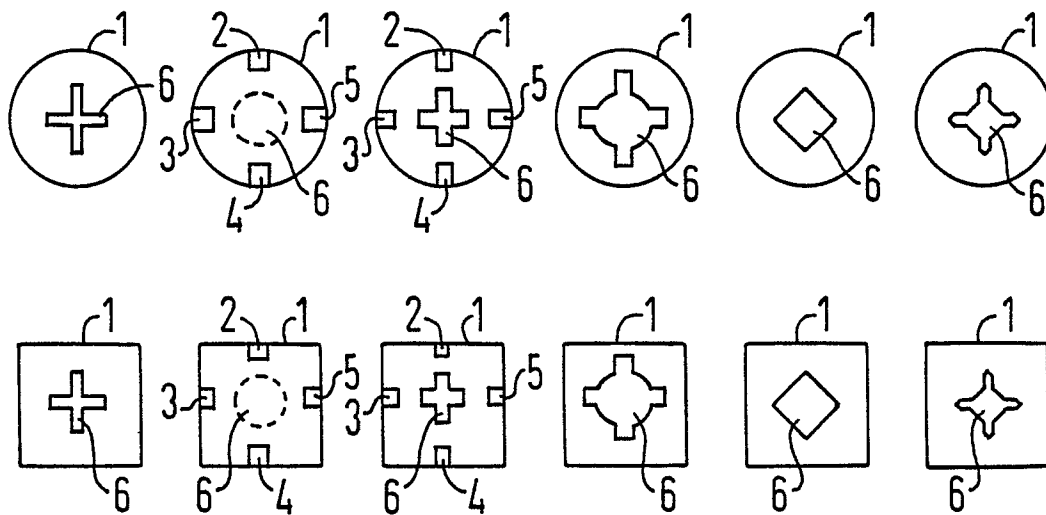


FIG 3

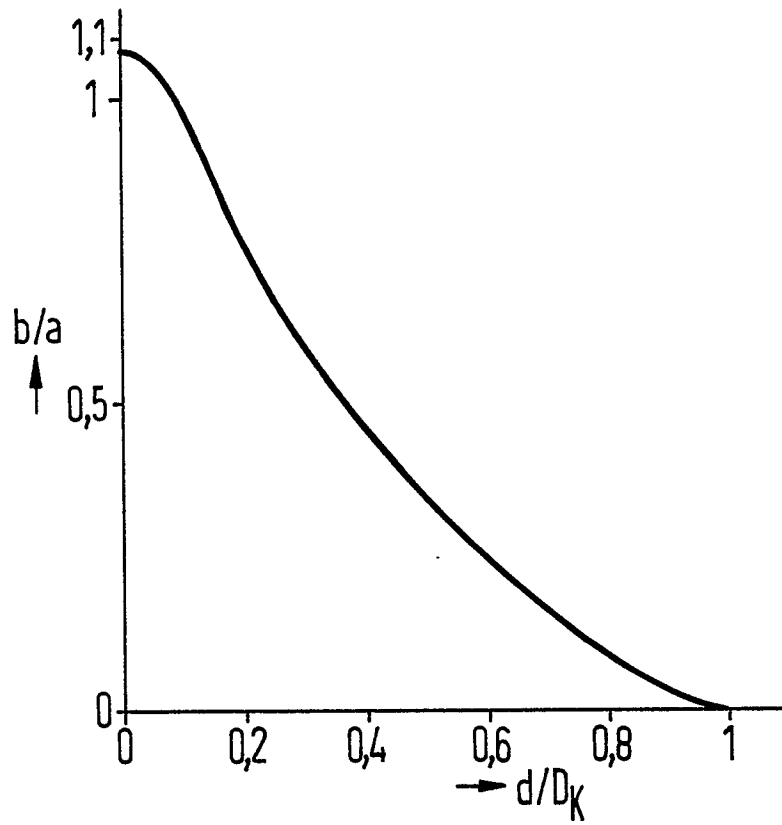


FIG 4

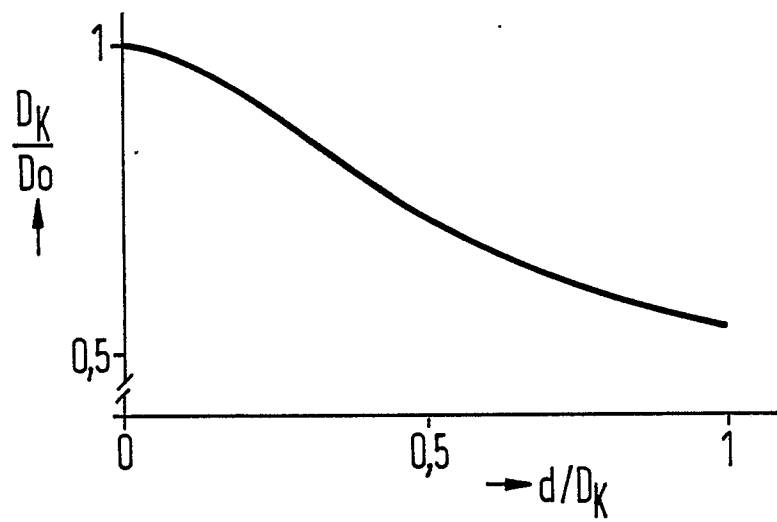


FIG 5

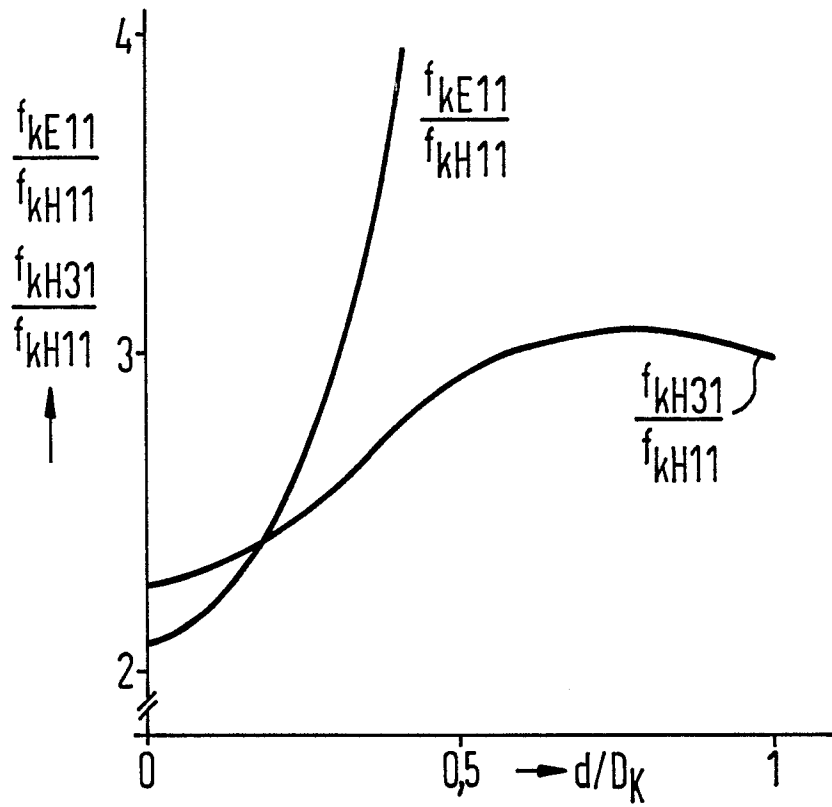


FIG 6

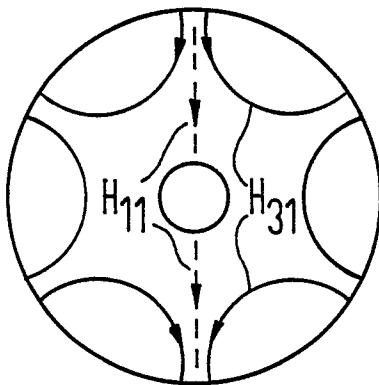
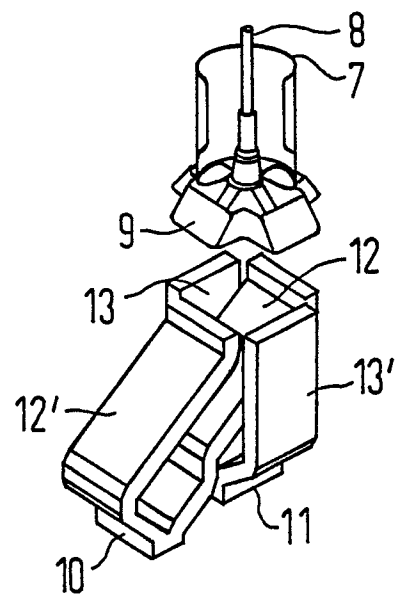


FIG 7





Europäisches
Patentamt

EUROPÄISCHER RECHERCHENBERICHT

Nummer der Anmeldung

EP 88 10 4292

EINSCHLÄGIGE DOKUMENTE			
Kategorie	Kennzeichnung des Dokuments mit Angabe, soweit erforderlich, der maßgeblichen Teile	Betrifft Anspruch	KLASSIFIKATION DER ANMELDUNG (Int. Cl.4)
X	US-A-3 150 333 (D.F. BOWMAN) * Das ganze Dokument *	1-7,9, 11	H 01 P 1/161
Y	----	8,12-17	
Y	IEEE TRANSACTIONS ON MICROWAVE THEORY AND TECHNIQUES, Band MTT-33, Nr. 2, February 1985, Seiten 143-145, IEEE, New York, US; R. TERAOKA: "Exact wave resistance of coaxial regular polygonal conductors" * Abbildung 5 *	8	
A	IDEM ----	10	
Y	GB-A-2 175 145 (THOMSON-CSF) * Abbildung 1 *	12	
Y	DE-A-2 521 956 (SIEMENS) * Seite 13, Zeilen 12-21; Abbildung 13 *	13-15	
Y	----- NACHRICHTENTECHNISCHE ZEITSCHRIFT, N.T.Z., Band 38, Nr. 8, August 1985, Seiten 554-560, Berlin, DE; E. SCHUEGRAF: "Neuartige Mikrowellenweichen für Zweibandantennen" * Zusammenfassung; Abbildung 9 *	16,17	RECHERCHIERTE SACHGEBIETE (Int. Cl.4) H 01 P
Der vorliegende Recherchenbericht wurde für alle Patentansprüche erstellt			
Recherchenort DEN HAAG		Abschlußdatum der Recherche 22-06-1988	Prüfer LAUGEL R.M.L.
KATEGORIE DER GENANNTEN DOKUMENTE X : von besonderer Bedeutung allein betrachtet Y : von besonderer Bedeutung in Verbindung mit einer anderen Veröffentlichung derselben Kategorie A : technologischer Hintergrund O : mündliche Offenbarung P : Zwischenliteratur T : der Erfindung zugrunde liegende Theorien oder Grundsätze E : älteres Patentdokument, das jedoch erst am oder nach dem Anmeldedatum veröffentlicht worden ist D : in der Anmeldung angeführtes Dokument L : aus andern Gründen angeführtes Dokument & : Mitglied der gleichen Patentfamilie, übereinstimmendes Dokument			