

⑬



Europäisches Patentamt
European Patent Office
Office européen des brevets

⑪

Veröffentlichungsnummer:

**0 196 065
B1**

⑫

EUROPÄISCHE PATENTSCHRIFT

④

Veröffentlichungstag der Patentschrift: **31.10.90**

⑤

Int. Cl.⁵: **H 01 P 1/161**

⑥

Anmeldenummer: **86104085.5**

⑦

Anmeldetag: **25.03.86**

⑤

Polarisationsweiche für Einrichtungen der Höchstfrequenztechnik.

⑧

Priorität: **27.03.85 DE 3511127**

⑨

Veröffentlichungstag der Anmeldung:
01.10.86 Patentblatt 86/40

⑩

Bekanntmachung des Hinweises auf die
Patenterteilung:
31.10.90 Patentblatt 90/44

⑪

Benannte Vertragsstaaten:
AT CH DE FR GB IT LI NL SE

⑫

Entgegenhaltungen:
**EP-A-0 147 693
DE-A-2 521 956
DE-A-2 747 632
DE-A-2 842 576
DE-A-2 842 577
US-A-3 150 333**

⑬

Patentinhaber: **Siemens Aktiengesellschaft
Wittelsbacherplatz 2
D-8000 München 2 (DE)**

⑭

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

EP 0 196 065 B1

Anmerkung: Innerhalb von neun Monaten nach der Bekanntmachung des Hinweises auf die Erteilung des europäischen Patents im Europäischen Patentblatt kann jedermann beim Europäischen Patentamt gegen das erteilte europäische Patent Einspruch einlegen. Der Einspruch ist schriftlich einzureichen und zu begründen. Er gilt erst als eingelegt, wenn die Einspruchsgebühr entrichtet worden ist (Art. 99(1) Europäisches Patentübereinkommen).

Beschreibung

Die Erfindung betrifft eine Polarisationsweiche gemäß dem Oberbegriff des Patentanspruches 1.

Mikrowellenantennen, mit denen heute Bandbreiten von 2:1 und mehr erreicht werden, erfordern für
 5 den Betrieb mit zwei Polarisierungen entsprechend breitbandige Polarisationsweichen. Eine solche Polarisationsweiche ermöglicht dann außerdem die Kombination mit zwei Frequenzweichen zu einer Polarisationsfrequenzweiche (auch Systemweiche genannt), die zwei Richtfunksysteme benachbarter Frequenzbänder mit je zwei Linearpolarisationen auf ein und dieselbe Antenne zu schalten gestattet. Diese Zweibandantennenanlage hat gegenüber bisherigen Einbandantennen bei unverändertem Platzbedarf auf jedem Funk-
 10 turm die erweiterte Übertragungskapazität zweier Richtfunksysteme.

Auch im Satellitenfunk soll die Übertragungskapazität gesteigert werden durch Erweiterung der Frequenzbereiche, die dann über eine Oktave hinausgehen z. B. von bisher 3,7 bis 6,425 GHz auf zukünftig 3,4 bis 7,125 GHz.

Polarisationsweichen, die nutzbare Frequenzbereiche von mehr als 2:1 aufweisen und teure Steg-
 15 hohlleiter vermeiden, sind nicht bekannt. Auch die Polarisationsweiche nach der DE—OS 28 42 576 mit zwei E- und zwei H-Hohlleiterversätzen letztere enthalten je zwei, mit untereinander entgegengesetzter knickrichtung angeordnete H-Knicke, auf deren Nachteile im folgenden näher eingegangen wird, sowie die Polarisationsweiche nach der DE—OS 30 10 360 mit vier E—H-Hohlleiterversätzen haben einen theoretischen Eindeutigkeitsfrequenzbereich von nur 2:1; dies entspricht einem maximal nutzbaren Frequenz-
 20 bereich von 1,73:1.

Die physikalische Ursache dafür, daß der eindeutige Frequenzbereich obiger Polarisationsweichen zu höheren Frequenzen hin eingeschränkt ist, liegt in den H-Krümmern. Sie regen die H_{20} -Störwelle ab der Betriebsfrequenz an, bei der im Rechteckhohlleiter des H-Krümmers die H_{20} -Grenzfrequenz erreicht wird. Wegen $\lambda_{KH20} = a$ hängt die H_{20} -Grenzfrequenz eines H-Krümmers nur von seiner Hohlleiterbreite a ab; f_{KH20} und auch der Eindeutigkeitsfrequenzbereich f_{KH20}/f_{KH10} bleiben unverändert, wenn gegenüber dem Normalprofilhohlleiter mit $a = 2b$ die Höhe b reduziert und a beibehalten wird. Dieses Verhalten zeigen sowohl H-Bögen wie H-Knicke.

Die aus der Druckschrift EP—A2—0 147 693 bekannte Polarisationsweiche gehört zum Stand der Technik im Sinne von Art 54(3) EPÜ.

Der Erfindung liegt die Aufgabe zugrunde, den vorerwähnten Schwierigkeiten abzuweichen und Möglichkeiten zum Aufbau einer Polarisationsweiche anzugeben, bei der keinerlei H-Krümmern mehr benötigt werden.

Ausgehend von einer Polarisationsweiche nach dem Oberbegriff des Patentanspruches 1, wird diese Aufgabe erfindungsgemäß nach den kennzeichnenden Merkmalen des Patentanspruches 1 gelöst.

Vorteilhafte Ausgestaltungen sind in den Unteransprüchen angegeben.

Anhand von Ausführungsbeispielen wird nachstehend die Erfindung noch näher erläutert.

Es zeigen in der Zeichnung

Fig. 1 den theoretischen Eindeutigkeitsfrequenzbereich f_{KE11}/f_{KH10} und den praktisch nutzbaren Frequenzbereich f_{ob}/f_u von E-Krümmern abhängig von Seitenverhältnis a/b ihrer Rechteckhohlleiter,

Fig. 2 die optimale Eckenabflachung für E-Knicke im Rechteckhohlleiter mit $a = 4b$ abhängig von Knickwinkel α ,

Fig. 3 zwei aufeinander senkrechte Querschnitte durch die Polarisationsfrequenzweiche, rechts durch die gerade Hohlleitergabel, links durch die gegrätschte Hohlleitergabel,

Fig. 4 die Dimensionierung der breitbandig angepaßten Serienverzweigung SV.

Wesentlich günstiger als der oben betrachtete H-Knick verhält sich im Hinblick auf Breitbandigkeit der E-Krümmern, der keine H_{20} -Störwelle anregt. Im Rechteckhohlleiter des E-Krümmers wird die E_{11} -Störwelle angeregt mit der Grenzwellenlänge

$$\lambda_{KE11} = \frac{2ab}{\sqrt{a^2 + b^2}} \quad (1)$$

λ_{KE11} hängt von a und b in genau gleicher Weise ab. Die obere Grenze des Eindeutigkeitsfrequenzbereiches ist f_{KE11} und die untere Grenze $f_{KH10} = 2a$. Abhängig vom Seitenverhältnis a/b des rechteckigen E-Krümmers ergibt sich

$$\frac{f_{KE11}}{f_{KH10}} = \sqrt{1 + \left(\frac{a}{b}\right)^2} \quad (2)$$

Danach und nach Fig. 1 wird f_{KE11}/f_{KH10} des E-Krümmers umso größer, je größer a/b ist, d.h. je niedriger der Hohlleiter des E-Krümmers ist. Aus dem theoretischen Eindeutigkeitsfrequenzbereich f_{KE11}/f_{KH10} ergibt

sich nach Fig. 1 der praktisch maximal nutzbare Frequenzbereich eines E-Krümmers abhängig von a/b seines Rechteckhohlleiters unter der realistischen Annahme, daß die tiefste Betriebsfrequenz f_u 10% über f_{KH10} gewählt wird und die höchste Betriebsfrequenz f_{ob} 5% unter f_{KE11} .

Als Beispiel dient der bei den oben erwähnten Polarisationsweichen nach der DE—OS 28 42 576 oft verwendete E-Krümmen im Rechteckhohlleiter mit $a = 4b$, der z.B. bei $a = 46$ mm im Frequenzbereich von 3,587 GHz bis 12,773 GHz störwellenfrei nutzbar ist. Dagegen sind die H-Krümmen obiger Weichen beim selben Hohlleiterquerschnitt von 3,587 GHz nur bis 6,20 GHz störwellenfrei nutzbar.

Wie unten gezeigt wird, eignet sich der E-Knick mit $a = 4b$ bestens als Hauptkomponente neuer breitbandiger Polarisationsweichen. Daher ist eine weitere wichtige Aufgabe die breitbandige Anpassung solcher E-Knicke. Hierzu wird zuerst die an sich bekannte Methode der symmetrischen Abflachung der Außenecke des E-Knickes angewandt. Nach Fig. 2 ist die Größe der Eckenabflachung durch das Kathetenmaß x_E bestimmt. Fig. 2 zeigt die für verschiedene Knickwinkel α auf meßtechnischem Wege ermittelte Abflachung x_{Eopt} bei optimaler Breitbandanpassung.

Nach einer weiteren Untersuchung ist die Reflexion von E-Knicke — zumindest im Knickwinkelbereich um 60° — dadurch breitbandig weiter zu verkleinern, daß x_E im Falle eines zweifach kompensierten E-Winkelstückes gegenüber den Werten aus Fig. 2 etwas größer (5—10%) gewählt wird (Überkompensation) und im Diagonalschnittpunkt der Abflachungsebene eine Vertiefung angebracht wird, z.B. eine Schraube mit negativer Eintauchtiefe.

Als praktisches Beispiel ist ein 60° -E-Knick ausgeführt mit $a = 45,4$ mm, $b = 11,35$ mm und einer im Diagonalschnittpunkt der Abflachungsebene angebrachten, gegenüber dieser Ebene um 0,3 mm herausgedrehten Schraube M10. Der gemessene Reflexionsfaktor dieses Knickes ist im Frequenzbereich von 3,7 GHz bis 9,9 GHz kleiner als 0,7%. Es ist sicher, daß die Obergrenze von 9,9 GHz nicht vom E-Knick verursacht ist, sondern von Störwellentypen der benützten Meßanordnung. Die Frequenzobergrenze des E-Knickes liegt über 9,9 GHz, nämlich nach Gleichung (1) bei $f_{KE11} = 13,62$ GHz.

Wie oben aufgezeigt, sind E-Knicke mit reduzierter Hohlleiterhöhe b hinsichtlich Bandbreite und Reflexionsarmut entsprechenden K-Knicke weit überlegen. Daraus erwächst folgende neue Aufgabe: Wie kann eine Polarisationsweiche möglichst nur mit E-Knicke reduzierter Hohlleiterhöhe b und homogenen Leitungen aber ohne jeden K-Krümmen aufgebaut werden.

Die Lösung geht aus von der bewährten Doppelverzweigung DV, wie sie in Fig. 3 unten rechts und links skizziert ist und in der DE-PS 28 42 576 bereits erläutert ist. Diese Doppelverzweigung DV kann zusammengesetzt gedacht werden aus vier Hohlleiter-E-Versätzen, die um je 90° gegeneinander gedreht symmetrisch um die Rundhohlleiterachse herum angeordnet sind. Die so entstandenen vier zyklisch liegenden Rechteckhohlleiter werden mittels kurzer Steghohlleiterabschnitte zur Achse des Rundhohlleiters hin versetzt und münden breitbandig reflexionsarm in den Rundhohlleiter.

Zur Anregung der aufeinander senkrechten linearen H_{11} -Polarisationen im Rundhohlleiter sind in Fig. 3 rechts bzw. links je zwei einander gegenüberliegende Rechteckhohlleiteranschlüsse 1, 2, 3, 4 der Doppelverzweigung DV mit zwei gleichgroßen Teilwellen zu speisen, die untereinander entgegengesetzte Phase bezüglich der Rundhohlleiterachse 5 haben. Dazu dient nach Fig. 3 rechts eine erste, gestrichelt umrahmte in sich symmetrische Rechteckhohlleitergabel gG mit geraden Teilarmen und eine zweite, elektrisch symmetrische Rechteckhohlleitergabel äG mit zwei in Fig. 3 links ebenfalls gestrichelte umrahmte nach rechts hinübersetzten Teilarmen, wobei der linke dieser Teilarme durchdringungsfrei zwischen den geraden Armen der ersten Gabel gG Platz findet.

Beide Gabeln gG und äG bestehen im Beispiel von Fig. 3 aus je einer symmetrischen Rechteckhohlleiterserienverzweigung SV; sie teilt den zu verzweigenden Rechteckhohlleiter mit beispielsweise $a = 2b$ wellenwiderstandsrichtig und bei konstanten Breitseiten $a = a_T$ in zwei Teilarme mit dann $a_T = 4b_T$ und knickt sie nach Fig. 4 um den Winkel von je α nach rechts bzw. links symmetrisch auseinander. Diese Verzweigung ist möglichst reflexionsarm zu dimensionieren mit der Überlegung, daß die Verzweigung nach Fig. 4 zusammengesetzt werden kann aus zwei E-Knicke des Rechteckhohlleiters mit $a_T = 4b_T$, die bei untereinander entgegengesetzter Knickrichtung mit sehr dünner rechter und linker Breitseitenwand a_r und a_l aneinanderliegen. Wird die dünne leitende Wand weggelassen, so werden die Felder dadurch nicht verändert, und es bleibt nach Fig. 4 der über die ganze Breitseite verlaufende Keil K mit dem Spitzwinkel α (gleich dem Knickwinkel α) und dem aus Fig. 2 entnehmbaren Kathetenmaß x_{Eopt} , das — oben zunächst nur für den E-Knick alleine ermittelt — nunmehr auch für die optimale Breitbandanpassung der Serienverzweigung gilt. Die Form der Serienverzweigung nach Fig. 4 ist besonders geeignet zur Herstellung mit dem bekannten NC-Fräsverfahren (numerical controlled-Fräsverfahren).

An die Serienverzweigungen SV beider Hohlleitergabeln schließt sich nach Fig. 3 in jedem Teilarme ein E-Knick an, der den gleichen Knickwinkel und entgegengesetzte Knickrichtung hat wie der im Leitungszug jeweils vorhergehende E-Knick der Serienverzweigung. Der Abstand l_k aufeinanderfolgender E-Knicke ist so gewählt, daß nach Fig. 3 die nunmehr parallel zueinander verlaufenden Teilarme zwischen ihren inneren liegenden Breitseitenwänden den Abstand w haben, der etwas größer ist als die Breitseite a_T der Teilarme.

Die gerade Gabel gG wird vollständig, indem ihre Teilarme nach Fig. 3 rechts durch gerade Rechteckhohlleiter der Länge l_g verlängert werden, die so gewählt ist, daß die E-Versatzgabel äG in Fig. 3 links zwischen den Teilarmen der geraden Gabel durchdringungsfrei Platz hat.

Die E-Versatzgabel äG in Fig. 3 links wird dadurch vollständig, daß an die parallel zueinander verlaufenden Teilarme ihrer Serienverzweigung zwei untereinander gleiche E-Versätze EV mit dem Rechteckhohl-

leiterquerschnitt $a_T = 4 b_T$ angeschlossen werden. Der E-Versatz besteht nach Fig. 3 links aus zwei untereinander gleichen E-Knicken, die bei untereinander entgegengesetzter Knickrichtung durch eine homogene Leitung solcher Länge verbunden sind, daß sich eine in horizontaler Richtung gemessene Versatzstrecke v ergibt, die zum durchdringungsfreien Ineinandergreifen beider Hohlleitergabeln ausreicht.

Wichtig ist, daß die Doppelverzweigung von der E-Versatzgabel ΔG nur dann elektrisch symmetrisch (d.h. ohne Verursachung von Störwellen) angeregt wird, wenn nach Fig. 3 links die Abstände l_{E1} und l_{E2} zwischen benachbarten E-Knicken genügend groß sind. Kriterium dafür ist, die bekannte aperiodische Dämpfung a_{apE11} der Leitungsabschnitte mit der Länge l_{E1} bzw. l_{E2} für das vom E-Knick angeregte E_{11} -Störfeld bei der kritischen höchsten Betriebsfrequenz mit der Freiraumwellenlänge λ_0 . Es ist

$$a_{apE11} = \frac{2 \pi l_E}{\lambda_{KE11}} \sqrt{1 - \left(\frac{\lambda_{KE11}}{\lambda_0} \right)^2} N_p \quad (3)$$

mit λ_{KE11} aus Gleichung (1). Für praktisch relevante Knickwinkel von 50° bis 60° und $a_T = 4 b_T$ reicht erfahrungsgemäß bei der höchsten Betriebsfrequenz $a_{apE11} = 20$ dB aus; dies wird schon bei kleinen Längen $l_E \approx b_T$ erreicht.

Bei der Polarisationsweiche in Fig. 3 liegen die Anschlußflansche der polarisationsselektiven Rechteckhohlleiter in ein und derselben Ebene. Daher ist die elektrische Länge der geraden Gabel gG zunächst kleiner als die der E-Versatzgabel. Es ist — zumindest bei einer Betriebsfrequenz — möglich, exakt gleiche elektrische Länge beider Durchgänge der Polarisationsweiche dadurch herzustellen, daß die gerade Gabel gG verlängert wird, und folglich die E-Versatzgabel ΔG aus topologischen Gründen gekürzt werden kann. Es ist nicht zu befürchten, daß diese Phasensymmetrie einen größeren Frequenzgang hat, weil der elektrische Unterschied des einen gegenüber dem anderen Polarisationsweichendurchgang — dieser Unterschied besteht nach Fig. 3 aus den E-Versatzen EV — als gering erachtet wird.

Das Polarisationsweichenkonzept nach Fig. 3 ist die Lösung der oben gestellten Aufgabe, weil als Elemente nur noch E-Knicke und homogene Leitungen vorkommen. Damit ist der nutzbare Frequenzbereich dieser Polarisationsweiche gegenüber demjenigen bekannter Anordnungen wesentlich verbreitert und reicht voraussichtlich über eine Oktave hinaus. Entscheidend und wesentlich ist, daß die neue Polarisationsweiche nach Fig. 3 keinerlei H-Krümmen mehr enthält, wie dies bei der Anordnung nach der DE-PS 28 42 576 noch erforderlich ist.

Die Polarisationsweiche in Fig. 3 hat die weitere Eigenschaft, daß die Achsen aller vorkommenden Hohlleiterabschnitte in nur zwei Ebenen liegen, die aufeinander senkrecht stehen und in Fig. 3 rechts und links zum besseren Verständnis bereits als Zeichenebene gewählt sind. Da diese Ebenen ferner auf den Breitseitenwänden aller jeweiligen Hohlleiter senkrecht stehen und diese Breitseitenwände stets ihren Mittellinien entlang schneiden, können alle jeweiligen Hohlleiter in diesen Ebenen querstromfrei und daher verlustfrei geteilt werden. Die Polarisationsweiche kann dann aus nur fünf Teilen zusammengesetzt werden, nämlich außer der Doppelverzweigung DV aus je zwei spiegelbildlich gleichen Hälften der geraden (gG) und der E-Versatzgabel (ΔG). Da die Hohlleiterwände aller vier Gabelhälften im Bezug auf die Trennebenen ausnahmslos zylindrisch sind, können alle diese Teile im NC-Fräsverfahren kostengünstig hergestellt werden. Diese Grundvoraussetzung für rationelle Herstellung ist bei der Anordnung nach DE-PS—2 842 576 nicht gegeben.

Die Polarisationsweiche von Fig. 3 läßt sich zur Polarisationsfrequenzweiche erweitern. Dazu werden beide polarisationsselektiven Rechteckhohlleiteranschlüsse der Polarisationsweiche wie dies ebenfalls in Fig. 3 oben dargestellt ist, mit je einer von zwei gleichen Frequenzweichen FW_1 bzw. FW_2 verbunden, die jeweils ein unteres Frequenzband zum Zugang in Fig. 3 ganz oben leitet und ein oberes Frequenzband vorher zur Seite umlenkt. Die Polarisationsfrequenzweiche hat dann in Fig. 3 ganz oben zwei polarisationsselektive Zugänge, die je einer der beiden zueinander orthogonalen Linearpolarisationen des unteren Frequenzbandes zugeordnet sind und zwei polarisationsselektive Zugänge (in Fig. 3 links von vorne bzw. von rechts einmündend) für beide Polarisationen des oberen Frequenzbandes. Die Polarisationsfrequenzweiche verbindet diese vier Separatzugänge mit dem gemeinsamen Rundhohlleiterzugang (Fig. 3, unten), an den die Zweibandantenne anzuschließen ist. Diese vier Weichendurchgänge sind extrem verlust- und reflexionsarm, und jeder Durchgang ist von allen anderen hoch entkoppelt.

Die Frequenzweiche FW ist in der DE—OS 32 08 029 bereits detailliert erläutert. Sie besteht nach Fig. 3 aus je einer seitlichen Abzweigung für das obere Frequenzband und einer in Fig. 3 nach oben weisenden schematisch gezeichneten Vierkreissperre, die das obere Frequenzband sperrt und das untere reflexionsfrei durchläßt. Wichtig ist ferner, daß der prinzipielle Aufbau dieser Frequenzweichen mit dem oben erläuterten Prinzipaufbau der Hohlleitergebellen gG und ΔG der Polarisationsweiche in Übereinstimmung gebracht ist. D.h., auch bei den Frequenzweichen gilt, daß die Achsen aller Hohlleiter in ein und derselben Ebene liegen, daß die Breitseitenwände aller Hohlleiter auf dieser Ebene senkrecht stehen, daß diese Ebene alle Hohlleiterbreitseitenwände entlang, ihren Mittellinien — also querstrom — und daher verlustfrei —

trennen und daß alle Hohlleiterwände bezüglich dieser Ebene zylindrisch sind. Diese Trennebene wird mit der oben gewählten Trennebene der zugehörigen Hohlleitergabel zusammengelegt. Daraus folgt, daß der Komplex "Frequenzweiche + Hohlleitergabel" in einem Zug und ohne Naht im NC-Fräsvorgang kostengünstig und hochpräzise herstellbar ist. Auch die komplette Polarisationsfrequenzweiche besteht aus nur

Zu beachten ist lediglich noch, daß bei der Zusammenschaltung zwischen Polarisationsweiche und Frequenzweiche in Fig. 3 ein Mindestabstand l_{E3} zwischen der Spitze der Serienverzweigungen und den im Beispiel von Fig. 3 seitlich einmündenden Frequenzweichenzugängen des oberen Frequenzbandes notwendig ist. Diese Leitungslänge muß nach Gleichung (3) eine genügend hohe aperiodische Dämpfung des E_{11} -Störfeldes gewährleisten, das vom seitlich einmündenden Frequenzweichenzugang für das obere Frequenzband angeregt wird.

Zu der in Fig. 3 gewählten, sog. gestreckten Anordnung der Frequenzweichen zur Polarisationsweiche ist zu vermerken, daß die Frequenzweichen auch abgewinkelt vorzugsweise über die Hohlleiterbreitseite, angeordnet werden können. Hierzu braucht lediglich auf die in DE-OS 32 08 020 erläuterten Aufbauvarianten der Frequenzweiche hingewiesen werden.

Patentansprüche

1. Polarisationsweiche für Einrichtungen der Höchsthochfrequenztechnik mit einer in sich symmetrischen fünfarmigen Doppelverzweigung (DV), welche einen in der Längsachse (5) verlaufenden, runden oder quadratischen Hohlleiter in zwei Paare von einander jeweils gegenüberliegenden Rechteckhohlleitern verzweigt, dadurch gekennzeichnet, daß das erste Paar, bestehend aus zwei einander gegenüberliegenden Hohlleiterarmen (2, 4) der Doppelverzweigung (DV) durch eine in sich symmetrische, nur mit E-Knicke und geraden Hohlleitern aufgebaute Hohlleitergabel (gG) gebildet aus einer wellenwiderstandsrichtigen Hohlleiter-Serienverzweigung (SV) mit zwei daran angeschlossenen, parallel zueinander geführten, geraden Teilarmen gespeist ist, und daß das zweite Paar, bestehend aus den beiden einander gegenüberliegenden Hohlleiterarmen (1, 3) der Doppelverzweigung (DV) durch eine zweite, in sich symmetrische, nur mit E-Knicke und geraden Hohlleitern aufgebaute E-Versatzgabel (äG), gespeist ist aus einer weiteren wellenwiderstandsrichtigen Hohlleiter-Serienverzweigung (SV) mit zwei parallel zueinander verlaufenden Teilarmen und zwei daran angeschlossenen, mit parallel zueinander verlaufenden Längsachsen angeordneten E-Versätzen (EV) die ihrerseits aus je zwei E-Knicke bestehen, die bei untereinander entgegengesetzten Knickrichtungen über eine homogene, mit ihrer Achse schräg zur Längsachse (5) verlaufenden Hohlleitung solcher Länge miteinander verbunden sind, daß sich eine senkrecht zur Längsachse (5) der Doppelverzweigung (DV) gemessene, seitliche Versatzstrecke (v) solcher Länge ergibt, daß das durchdringungsfreie Ineinandergreifen beider Hohlleitergabeln (gG, äG) ermöglicht wird.

2. Polarisationsweiche nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß die beiden Gabeln (gG, äG) mit je einer symmetrischen Serienverzweigung (SV) aufgebaut sind.

3. Polarisationsweiche nach Anspruch 2, dadurch gekennzeichnet, daß die Serienverzweigungen (SV) wellenwiderstandsrichtig ausgebildet sind mit Teilarmen des Serienverhältnisses von etwa $a_T = 4b_T$, ausgehend vom jeweiligen Normalprofilhohlleiter mit etwa $a = 2b$ (Fig. 4).

4. Polarisationsweiche nach einer der vorhergehenden Ansprüche, dadurch gekennzeichnet, daß an die jeweilige Serienverzweigung (SV) je zwei E-Knicke angeschlossen sind, die derart ausgebildet und angeordnet sind, daß die Teilarme der Hohlleitergabeln (gG, äG) dadurch parallel zueinander verlaufen und dabei der Abstand (w) zwischen den innenliegenden Breitseiten der Teilarme der geraden Hohlleitergabel (gG) etwas größer ist (etwa 10%) als die Breitseite (a_T) der Teilarme.

5. Polarisationsweiche nach einem der vorhergehenden Ansprüche, dadurch gekennzeichnet, daß die Verlängerung der Teilarme der geraden Gabel (gG) und die beiden E-Versätze der E-Versatzgabel annähernd mit den Seitenverhältnis $a = 4b$ ausgeführt sind.

6. Polarisationsweiche nach Anspruch 5, dadurch gekennzeichnet, daß die gegenseitigen Abstände (l_{E1} , l_{E2}) benachbarter E-Knicke mit Rücksicht auf eine zu fordernde E_{11} -Störfelddämpfung (a_{apE11}) bei der in dieser Hinsicht kritischen höchsten Betriebsfrequenz ausreichend groß sind.

7. Polarisationsweiche nach einer der vorhergehenden Ansprüche, dadurch gekennzeichnet, daß die E-Knicke mit einer symmetrischen Eckenabflachung und einer im diagonalen Schnittpunkt der Abflachungsebene angebrachten Schraube mit negativer Eintauchtiefe oder nur mit einer symmetrischen Eckenabflachung versehen sind, wobei das Kathetenmaß der jeweiligen Eckenabflachung für Breitbandanpassung optimal gewählt ist.

8. Polarisationsweiche nach einer der vorhergehenden Ansprüche, dadurch gekennzeichnet, daß jede Hohlleitergabel (gG, äG) durch jeweils eine Ebene mechanisch getrennt wird, die auf den Breitseitenwänden aller jeweiligen Hohlleiter senkrecht steht und diese Breitseitenwände entlang ihren Mittellinien schneidet.

9. Polarisationsweiche nach Anspruch 3, dadurch gekennzeichnet, daß die Serienverzweigung (SV) einen über die ganze Breitseite (a_T) verlaufenden Keil (K) hat, dessen Spitzwinkel (α) gleich ist dem einfachen Knickwinkel (α) der Serienverzweigung und dessen Kathetenmaß (X_{Eopt}) gegebenenfalls zusammen mit je einer Schraube mit negativer Eintauchtiefe oder je einer Vertiefung in diagonalen Schnittpunkt beider rechteckigen Keiloberflächen für Breitbandanpassung optimal gewählt ist (Fig. 4).

EP 0 196 065 B1

10. Polarisationsweiche nach einer der vorhergehenden Ansprüche, dadurch gekennzeichnet, daß die Länge (l_g) der Teilarme der geraden Gabel (gG) und die Versatzstrecke (v) der E-Versatzgabel (äG) so gewählt sind, daß die beiden polarisationsselektiven Anschlußflansche der Polarisationsweiche in ein und derselben Ebene liegen.

5 11. Polarisationsweiche nach einer der vorhergehenden Ansprüche, dadurch gekennzeichnet, daß die Länge (l_g) der Teilarme der geraden Gabel (gG) so verlängert wird und die Versatzstrecke (v) der E-Versatzgabel (äG) so verkleinert wird, daß sich für beiden Durchgangszweige der Polarisationsweiche bei einer vorgebbaren Frequenz exakt gleiche elektrische Länge ergibt.

10 12. Polarisationsweiche nach einer der vorhergehenden Ansprüche, dadurch gekennzeichnet, daß an beide polarisationsselektive Rechteckhohlleiterzugänge je eine Frequenzweiche (FW) angeschlossen ist.

13. Polarisationsweiche nach Anspruch 12, dadurch gekennzeichnet, daß die querstromfreien Trennebenen der Frequenzweichen (FW) mit den querstromfreien Trennebenen der jeweils zugehörigen Hohlleitergabel (gG bzw. äG) zur Identität gebracht sind.

15 14. Polarisationsweiche nach Anspruch 13, dadurch gekennzeichnet, daß der Abstand (l_{E3}) zwischen der Keilspitze der Serienverzweigung (SV) des jeweiligen Rechteckhohlleiteranschlusses der Polarisationsweiche und dem seitlich einmündenden Frequenzweichenzugang für das obere Frequenzband mit Rücksicht auf eine zu fordernde E_{11} -Störfelddämpfung (a_{apE11}) bei der in dieser Hinsicht kritischen höchsten Betriebsfrequenz ausreichend groß ist.

20 Revendications

1. Aiguillage de polarisation pour des dispositifs de la technique des fréquences extrêmement élevées, comportant un embranchement double (DV) à six branches, en soi symétrique, qui subdivise un guide d'ondes circulaire ou carré, qui s'étend dans la direction de l'axe longitudinal (5), en deux couples de guides d'ondes rectangulaires, disposés respectivement en vis-à-vis les uns des autres pour former deux couples, caractérisé par le fait que le premier couple, constitué par deux branches (2, 4) du guide d'ondes, situées en vis-à-vis l'une de l'autre, de l'embranchement double (DV) est alimenté par une fourche de guides d'ondes (gG), symétrique en soi et constituée uniquement par des coudes en E et des guides d'ondes rectilignes, à partir d'un embranchement série formé de guides d'ondes (SV), possédant une impédance caractéristique correcte, et comportant deux branches partielles rectilignes raccordées à cet embranchement et parallèles entre elles, et que le second couple constitué par les branches de guides d'ondes (1, 3), situées en vis-à-vis l'une de l'autre, de l'embranchement double (DV), est alimenté par une seconde fourche formée d'éléments de décalage en E (äG) en soi symétrique, constituée uniquement par des coudes en E et des guides d'ondes rectilignes, à partir d'un autre embranchement série formé de guides d'ondes (SV), qui possède une impédance caractéristique correcte et comporte deux branches partielles parallèles entre elles et deux éléments de décalage en E raccordés à cet embranchement et possédant des axes longitudinaux parallèles entre eux et constitué pour leur part respectivement par deux coudes en E, qui, dans le cas de directions de coudes opposées l'une à l'autre, sont reliés entre eux par l'intermédiaire d'un guide d'ondes homogène, dont l'axe est oblique par rapport à l'axe longitudinal (5) et qui possède une longueur telle qu'on obtient une distance latérale de décalage (v), mesurée perpendiculairement à l'axe longitudinal (5) de l'embranchement double (DV), et possédant une longueur permettant l'imbrication, sans traversée, des deux fourches formées de guides d'ondes (gG, äG).

2. Aiguillage de polarisation suivant la revendication 1, caractérisé par le fait que les deux fourches (gG, äG) sont constituées par des embranchements série symétriques respectifs (SV).

45 3. Aiguillage de polarisation suivant la revendication 2, caractérisé par le fait que les embranchements série (SV) sont réalisés avec des impédances caractéristiques correctes, avec des branches partielles de l'embranchement série correspondant approximativement à $a_T = 4b_T$, à partir du guide d'ondes respectif à profil normal pour lequel on a approximativement $a = 2b$ (figure 4).

50 4. Aiguillage de polarisation suivant l'une des revendications précédentes, caractérisé par le fait qu'à chaque embranchement série respectif (SV) sont raccordés respectivement deux coudes en E, qui sont agencés et disposés de telle sorte que les branches partielles des fourches formées de guides d'ondes (gG, äG) sont de ce fait parallèles entre elles et que la distance (w) entre les côtés larges intérieurs des branches partielles de la fourche rectiligne formée de guide d'ondes (gG) est légèrement supérieure (environ 10%) au côté large (a_T) des branches partielles.

55 5. Aiguillage de polarisation suivant l'une des revendications précédentes, caractérisé par le fait que le prolongement des branches partielles de la fourche rectiligne (gG) et les deux éléments de décalage en E de la fourche formée d'éléments de décalage en E sont réalisés approximativement avec le rapport des côtés $a = 4b$.

60 6. Aiguillage de polarisation suivant la revendication 5, caractérisé par le fait que les distances réciproques (l_{E1} , l_{E2}) de coudes en E voisins sont suffisamment grandes compte tenu d'un affaiblissement du champ parasite E_{11} (a_{apE11}) devant être exigé, pour la fréquence maximale de fonctionnement, qui est critique à cet égard.

65 7. Aiguillage de polarisation suivant l'une des revendications précédentes, caractérisé par le fait que les coudes en E comportent un méplat symétrique d'angle et une vis disposée au niveau du point d'intersection des diagonales du plan du méplat, avec une profondeur d'insertion négative ou bien seulement un

méplat symétrique d'angle, la valeur du côté de l'angle droit du méplat d'angle respectif étant choisie d'une manière optimale pour l'adaptation de la largeur de bande.

8. Aiguillage de polarisation suivant l'une des revendications précédentes, caractérisé par le fait que chaque fourche formée de guide d'ondes (gG, äG) est séparée mécaniquement, respectivement au moyen d'un plan qui est perpendiculaire aux parois des côtés larges, de tous les guides d'ondes respectifs et coupe ces parois des côtés larges le long de leurs lignes médianes.

9. Aiguillage de polarisation suivant la revendication 3, caractérisé par le fait que l'embranchement série (SV) possède un coin (K), qui s'étend sur tout le côté large (a_T) et dont l'angle au sommet (α) est égal à l'angle de coude simple (α) de l'embranchement série et dont la dimension (X_{Eopt}) du côté de l'angle droit est choisie de façon optimale, éventuellement conjointement avec une vis ayant une profondeur d'insertion négative ou avec un renforcement au niveau du point d'intersection diagonal des deux surfaces rectangulaires du coin, pour l'adaptation de la bande large (figure 4).

10. Aiguillage de polarisation suivant l'une des revendications précédentes, caractérisé par le fait que la longueur (l_g) des branches partielles de la fourche rectiligne (gG) et la distance de décalage (v) de la fourche formée d'éléments de décalage en E (äG) sont choisies de manière que les deux brides de raccordement, sélectives du point de vue de la polarisation, de l'aiguillage de polarisation sont situées dans un même plan.

11. Aiguillage de polarisation suivant l'une des revendications précédentes, caractérisé par le fait que la longueur (l_g) des branches partielles de la fourche rectiligne (gG) est prolongée et que la distance de décalage (v) de la fourche formée d'éléments de décalage en E (äG) est réduite de telle sorte qu'on obtient, pour les deux branches de passage de l'aiguillage de polarisation, une longueur électrique exactement identique pour une fréquence pouvant être prédéterminée.

12. Aiguillage de polarisation suivant l'une des revendications précédentes, caractérisé par le fait qu'un filtre d'aiguillage respectif (FW) est raccordé respectivement aux deux accès du guide d'ondes rectangulaires, sélectifs du point de vue de la polarisation.

13. Aiguillage de polarisation suivant la revendication 12, caractérisé par le fait que les plans de séparation, exempts de courant transversal, des filtres d'aiguillage (SW) sont choisis identiques aux plans de séparation, exempts de courant transversal, de la fourche associée du guide d'ondes (gG ou äG).

14. Aiguillage de polarisation suivant la revendication 13, caractérisé par le fait que la distance (l_{E3}) entre la pointe du point de l'embranchement série (SV) du raccord respectif de guide d'ondes rectangulaire de l'aiguillage de polarisation et l'accès du filtre d'aiguillage, qui débouche latéralement, pour la bande supérieure des fréquences, est suffisamment grande, compte tenu d'un affaiblissement de champ parasite E_{11} (a_{apE11}), qui doit être exigé, pour la fréquence maximale de service, qui est critique à cet égard.

Claims

1. Polarization diplexer for microwave devices comprising a five-armed boue branch (DV) which is symmetrical in itself, which branches a circular or square waveguide, which extends in the direction of the longitudinal axis (5), into two pairs of rectangular waveguides which are opposite to one another in each case, characterized in that the first pair, consisting of two mutually opposite waveguide arms (2, 4) of the double branch (DV), is fed by a hybrid junction (gG), which is symmetrical in itself and which is constructed only by means of E-planed bends and straight waveguides, formed of a series waveguide branch (SV) with the correct characteristic impedance with two straight part-arms carried in parallel to one another and connected thereto, and the second pair, consisting of the two mutually opposite waveguide arms (1, 3) of the double branch (DV), is fed by a second E-plane offset hybrid (äG), which is symmetrical in itself and is constructed only with E-plane bends and straight waveguides, from a further series waveguide branch (SV) with the correct characteristic impedance and having two part-arms extending in parallel with one another and two E-plane offset sections (EV) which are connected thereto and are arranged with longitudinal axes extending in parallel to one another and which, in turn, consist of two E-type bends each which, with mutually opposite directions of bends, are connected to one another via a homogeneous waveguide, the axis of which extends obliquely to the longitudinal axis (5), of such a length that a lateral offset path (v), measured perpendicularly to the longitudinal axis (5) of the double branch (DV), of such a length is obtained that a penetration-free intermeshing of both hybrid junctions (gG, äG) is rendered possible.

2. Polarization diplexer according to Claim 1, characterized in that the two hybrid junctions (gG, äG) are constructed with one symmetrical series branch (SV) each.

3. Polarization diplexer according to Claim 2, characterized in that the series branches (SV) are constructed with the correct characteristic impedance with part-arms having a series ratio of about $a_T = 4b_T$, starting with the respective normal-section waveguide having about $a = 2b$ (Fig. 4).

4. Polarization diplexer according to one of the preceding claims, characterized in that to the respective series branch (SV) two E-plane bends each are connected which are constructed and arranged in such a manner that, as a result, the part-arms of the hybrid junctions (gG, äG) extend in parallel with one another and in this arrangement the distance (w) between the inside wide sides of the part-arms of the straight hybrid junction (gG) is slightly greater (approximately 10%) than the wide side (a_T) of the part-arms.

5. Polarization diplexer according to one of the preceding claims, characterized in that the extension of

the part-arms of the straight hybrid (gG) and the two E-plane offset sections of the E-plane offset hybrid are constructed approximately with the side wall ratio of $a = 4b$.

6. Polarization diplexer according to Claim 5, characterized in that the mutual distances (l_{E1} , l_{E2}) of adjacent E-plane bends are sufficiently large having regard to an E_{11} spurious field attenuation (a_{apE11}) to be demanded at the highest operating frequency which is critical in this respect.

7. Polarization diplexer according to one of the preceding claims, characterized in that the E-plane bends are provided with a symmetrical flattening of the corners and a screw with a negative insertion depth mounted at the diagonal point of intersection of the flattening plane or only with a symmetrical flattening of the corners, the dimension of the small side of the respective corner flattening being selected for optimum wide-band matching.

8. Polarization diplexer according to one of the preceding claims, characterized in that each hybrid junction (gG, äG) is mechanically separated by in each case one plane which is perpendicular to the wide side walls of all respective waveguides and intersects these wide side walls along their centre lines.

9. Polarization diplexer according to Claim 3, characterized in that the series branch (SV) has a wedge (K) which extends over the entire wide side (a_T) and the acute angle (α) is equal to the simple bend angle (α) of the series branch and the dimension of the small side (X_{Eopt}), if necessary together with one screw each with negative insertion depth or one recess in the diagonal point of intersection of both rectangular wedge surfaces, is selected for optimum wideband matching (Fig. 4).

10. Polarization diplexer according to one of the preceding claims, characterized in that the length (l_g) of the part-arms of the straight hybrid (gG) and the offset path (v) of the E-plane offset hybrid (äG) are selected in such a manner that the two polarization-selective connecting flanges of the polarization diplexer are located in one and the same plane.

11. Polarization diplexer according to one of the preceding claims, characterized in that the length (l_g) of the part-arms of the straight hybrid (gG) is extended in such a manner and the offset path (v) of the E-plane offset hybrid (äG) is reduced in such a manner that exactly the same electrical length is obtained for both transit branches of the polarization diplexer at a predeterminable frequency.

12. Polarization diplexer according to one of the preceding claims, characterized in that one frequency diplexer (FW) each is connected to both polarization selective rectangular waveguide entrances.

13. Polarization diplexer according to Claim 12, characterized in that the transverse-current-free separation planes of the frequency diplexers (FW) are made to coincide with the transverse-current-free separation planes of the respective associated hybrid junction (gG or äG, respectively).

14. Polarization diplexer according to Claim 13, characterized in that the distance (l_{E3}) between the wedge tip of the series branch (SV) of the respective rectangular waveguide connection of the polarization diplexer and the laterally entering frequency diplexer entrance for the upper frequency band is sufficiently large having regard to an E_{11} spurious field attenuation (a_{apE11}) to be demanded at the highest operating frequency which is critical in this respect.

FIG 1

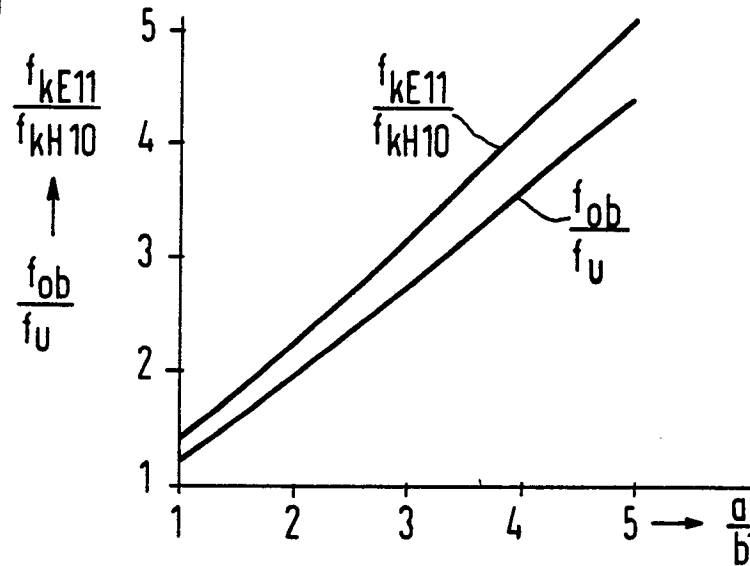


FIG 2

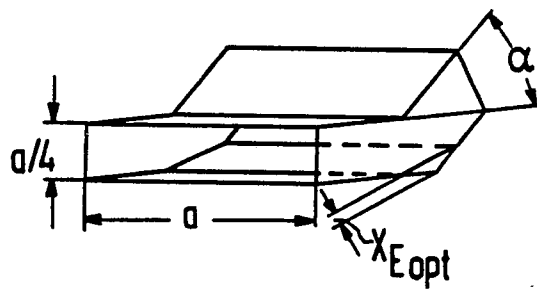
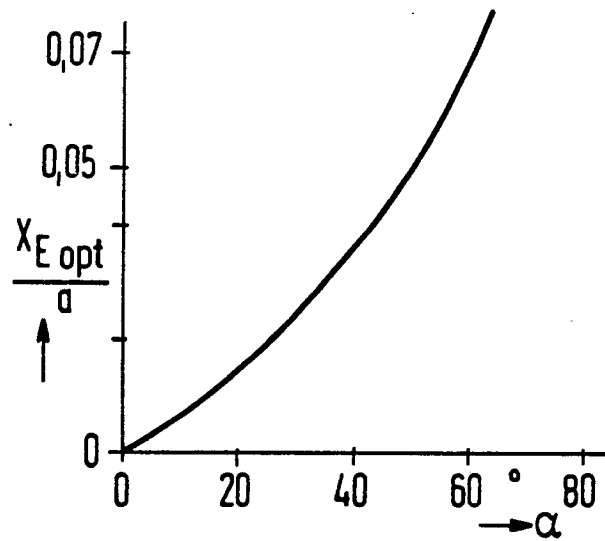


FIG 3

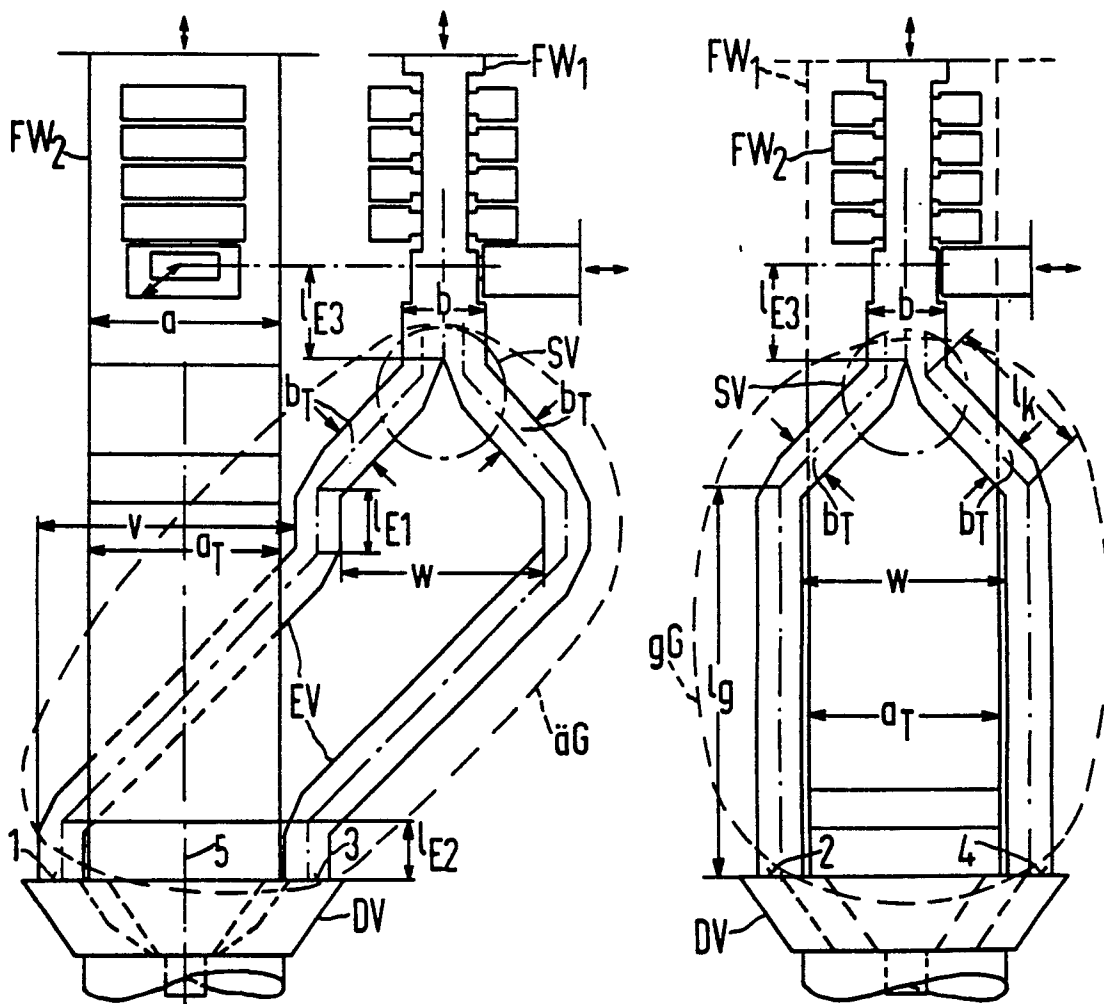


FIG 4

