

①⑫ **EUROPÄISCHE PATENTSCHRIFT**

④⑤ Veröffentlichungstag der Patentschrift:  
**02.10.85**

⑤① Int. Cl.<sup>4</sup>: **H 01 P 1/17, H 01 Q 13/02,**  
**H 01 Q 19/19**

②① Anmeldenummer: **82101608.6**

②② Anmeldetag: **03.03.82**

⑤④ **Mikrowellen-Empfangeinrichtung.**

③⑩ Priorität: **07.03.81 DE 3108758**

④③ Veröffentlichungstag der Anmeldung:  
**15.09.82 Patentblatt 82/37**

④⑤ Bekanntmachung des Hinweises auf die Patenterteilung:  
**02.10.85 Patentblatt 85/40**

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

⑤⑥ Entgegenhaltungen:

**CH - A - 416 763**  
**DE - A - 1 918 084**  
**DE - A - 2 329 555**  
**DE - A - 2 645 700**  
**DE - A - 2 938 187**  
**DE - B - 1 056 210**  
**FR - A - 1 392 013**  
**FR - A - 1 540 513**  
**FR - A - 1 562 149**  
**GB - A - 1 080 546**  
**US - A - 2 684 445**  
**US - A - 3 001 193**  
**US - A - 3 059 186**  
**US - A - 3 216 017**  
**US - A - 3 611 396**  
**US - A - 3 758 882**

⑦③ Patentinhaber: **ANT Nachrichtentechnik GmbH,**  
**Gerberstrasse 33, D-7150 Backnang (DE)**

⑦② Erfinder: **Mörz, Günther, Dr.-Ing., Moserstrasse 19,**  
**D-7140 Ludwigsburg (DE)**  
Erfinder: **Milcz, Wilhelm, Dipl.-Ing.,**  
**Max-Holder-Strasse 68, D-7064 Remshalden (DE)**

⑦④ Vertreter: **Schickle, Gerhard, Dipl.-Ing. et al, ANT**  
**Nachrichtentechnik GmbH Patent- und Lizenzabteilung**  
**Gerberstrasse 33, D-7150 Backnang (DE)**

⑤⑥ Entgegenhaltungen: (Fortsetzung)  
**US - A - 3 778 717**

**NACHRICHTENTECHNISCHE ZEITSCHRIFT NTZ, Band**  
**34, Nr. 9, September 1981, Seiten 576-578, Berlin, DE. H.**  
**WOLLENHAUPT: "Kompakte Cassegrain-Antenne für**  
**kleine Satelliten-Bodenstationen"**  
**PATENTS ABSTRACTS OF JAPAN, Band 5, Nr.**  
**149(E-75)(821)**

**EP 0 059 927 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 vorliegende Erfindung betrifft eine Empfangseinrichtung für links- und rechtsdrehend zirkular polarisierte Mikrowellensignale, bestehend aus einer Empfangsantenne mit Speisesystem, einem Polarisationswandler, einer Polarisationsweiche und einer Schaltung für die Umsetzung der Mikrowellensignale beider Polarisationsrichtungen von der Hochfrequenz- in die Zwischenfrequenzebene, wobei ein Teil des zum Speisesystem der Empfangsantenne gehörenden Speisehohlleiters als für beide Polarisationsrichtungen wirkendes Bandpaßfilter ausgebildet ist und in das antennenseitige Ende des Speisehohlleiters ein dielektrischer Einsatz eingefügt ist.

Eine derartige Empfangseinrichtung ist aus der US-A-3 001 193 bekannt. Bei dieser Empfangseinrichtung sind die Vorrichtungen für die Polarisationswandlung, für die Polarisationsstrennung und für die Ankopplung der Empfangssignale an die Empfängerschaltungen in Hohlleitertechnik ausgeführt. Daraus resultiert eine aufwendige und sehr großräumige Anordnung.

Sowohl der US-A-3 216 017 als auch der FR-A-1 562 149 liegt ein Stielstrahler zugrunde, bestehend aus einem in den Speisehohlleiter der Antenne eingesetzten dielektrischen Stab. Der in dem Speisehohlleiter steckende Teil des dielektrischen Stabes ist mit Abflachungen versehen, welche eine Polarisationswandlung der Empfangssignale bewirken.

Aus der DE-A-2 329 555 ist es bekannt, daß der Speisehohlleiter einer Antenne durch entsprechende Dimensionierung als Hochpaßfilter ausgebildet werden kann, um z. B. die Oszillatorfrequenz eines an den Speisehohlleiter angekoppelten Frequenzumsetzers abzublocken.

Aus der US-A-3 778 717 geht eine Sendeeinrichtung hervor, bei der ein Hohlleiter mit einem Oszillatorschaltung tragenden Mikrostreifenleitersubstrat gekoppelt ist, indem der Hohlleiter senkrecht auf dem Substrat stehend mit diesem verbunden ist.

Der US-A-3 611 396 liegt ein mit einer Rillenstruktur versehenes, aus einem dielektrischen Material geformtes Antennenhorn hervor, das an seiner Mantelfläche metallisiert ist.

Der Erfindung liegt die Aufgabe zugrunde, eine Empfangseinrichtung für doppelt zirkular polarisierte Mikrowellensignale zu schaffen, die mit sehr einfachen Mitteln und in sehr kompakter Form aufgebaut ist, damit sie insbesondere ideale Voraussetzungen für den Einsatz als TV-Satelliten-Heimempfangsanlage bietet.

Erfindungsgemäß wird diese Aufgabe durch die im Kennzeichen des Anspruchs 1 angegebenen Merkmale gelöst.

Zweckmäßige und vorteilhafte Ausführungen der erfindungsgemäßen Empfangseinrichtung gehen aus den Unteransprüchen hervor.

Durch die Integration einiger Schaltungseinheiten in den Speisehohlleiter der Antenne und durch die gleichzeitig die Polarisationsstrennung

unter Umständen auch die Polarisationswandlung bewirkende Ankopplung der Mikrostreifenleiterschaltung an den Speisehohlleiter erhält man eine hoch integrierte Empfangseinrichtung. Dagegen verwendet die eingangs genannte konventionelle Empfangseinrichtung getrennte Bauteile für die Polarisationswandlung, die Polarisationsstrennung und die Hohlleiter-Mikrostreifenleiter-Übergänge, was zu einer großen Baulänge führt.

Anhand einiger in der Zeichnung dargestellter Ausführungsbeispiele wird nun die Erfindung näher erläutert. Es zeigt

Fig. 1 das Blockschaltbild einer Empfangseinrichtung mit zwei Empfangszügen,

Fig. 2 das Blockschaltbild einer Empfangseinrichtung mit einem Empfangszug,

Fig. 3a einen Speisehohlleiter mit integriertem Erreger und Subreflektor einer Cassegrain-Empfangsantenne,

Fig. 3b einen Querschnitt A-A durch diesen Speisehohlleiter,

Fig. 4 eine an den Speisehohlleiter angekoppelte Mikrostreifenleiterschaltung und

Fig. 5 und 6 zwei weitere Ausführungen von Speisehohlleitern mit integriertem Erreger und Subreflektor.

Den prinzipiellen Aufbau einer TV-Satelliten-Heimempfangsanlage zeigt das Blockschaltbild der Fig. 1.

Als Empfangsantenne dient eine Cassegrain-Antenne mit Subreflektor SR und Hauptreflektor HR. Der Speisehohlleiter H dieser Antenne übernimmt die Funktion eines Hochpasses HP und eines Bandpasses BP für die Mikrowellensignale beider Polarisationsrichtungen. Unmittelbar an den Speisehohlleiter sind eine Polarisationsweiche OMT (Orthomode Transducer), ein Polarisationswandler POL und für jede Polarisationsrichtung ein Empfangszug angeschlossen. Jeder Empfangszug enthält einen HF-Vorverstärker HFV, ein Spiegelselektionsfilter F 1, einen Umsetzer, bestehend aus einem Mischer RF/ZF und einem Oszillator OSZ, ein weiteres Spiegelselektionsfilter F 2 und einen Zwischenfrequenzverstärker ZFV.

Die Empfangseinrichtung mit zwei Empfangszügen erlaubt den gleichzeitigen Empfang von beispielsweise TV-Programmen, die sowohl der rechtsdrehend als auch der linksdrehend zirkularen Polarisation zugeordnet sind.

Der Empfang von Programmen nur jeweils einer Polarisationsrichtung ist mit der in Fig. 2 dargestellten Empfangseinrichtung möglich, die daher mit nur einem Empfangszug auskommt. Diese Version kommt dann in Frage, wenn der Wunsch nach einer sehr preiswerten Empfangseinrichtung mit möglichst geringem Schaltungsaufwand besteht. Um diesen einen Empfangszug wechselweise auf Programme der rechtsdrehend bzw. linksdrehend zirkularen Polarisation schalten zu können, ist vor dem Empfangszug ein Polarisationsumschalter PS angeordnet. Alle an-

deren in Fig. 2 gezeigten Schaltungselemente entsprechen denen des Blockschaltbildes der Fig. 1.

Prinzipiell ist die in den Fig. 1 und 2 gewählte Reihenfolge von Hochpaßfilter HP, Bandpaßfilter BP, Polarisationsweiche OMT und Polarisationswandler POL nicht festgelegt. Eine Vertauschung dieser Schaltungselemente ist durchaus möglich.

Im folgenden soll nun der mit der Antenne beginnende bis zu den Klemmen 1 und 2, an die sich die Empfangszüge bzw. der Empfangszug anschließen, reichende Schaltungsteil detailliert beschrieben werden. Auf die Empfangszüge wird hier nicht näher eingegangen, da sie gemäß dem Stand der Technik aufgebaut sein können.

Die Fig. 3a zeigt in perspektivischer Darstellung den Speisehohlleiter H für die nach dem Cassegrain-Prinzip aufgebaute Empfangsantenne. Der Speisehohlleiter endet mit einem trichterartigen Erregerhorn E, in dem ein dielektrischer, kegelförmiger Einsatz D steckt. Wie bereits in der deutschen Patentanmeldung DE-A-2 938 187 vorgeschlagen wurde, ist die Endfläche dieses Einsatzes metallisiert und wirkt somit als Subreflektor SR. Der dielektrische Einsatz D ist zur Impedanzanpassung mit zwei in den Speisehohlleiter H hineinragenden zylinderförmigen  $\lambda/4$ -Transformationsgliedern T 1 und T 2 versehen. Das Transformationsglied T 2 hat einen gegenüber dem Transformationsglied T 1 reduzierten Querschnitt. Statt zweier oder auch mehrerer Transformationsglieder mit gestufter Querschnittsänderung kann auch ein Transformationsglied eingesetzt werden, das sich zum Hohlleiterinneren hin stetig verjüngt. Die beiden Transformationsglieder T 1 und T 2 erfüllen gleichzeitig die Funktion eines Polarisationswandlers, der die empfangenen rechtsdrehend bzw. linksdrehend zirkular polarisierten Wellen in horizontal bzw. vertikal linear polarisierte Wellen umwandelt. Dazu besitzen die zylinderförmigen Transformationsglieder, wie der in Fig. 3b dargestellte Schnitt A-A quer durch den Speisehohlleiter zeigt, zwei einander gegenüberliegende, längs der Zylinderachse verlaufende Abflachungen A 1 und A 1' bzw. A 2 und A 2'. Die Abflachungen sind so angeordnet, daß deren Normalen mit der horizontalen Achse (x-Achse) bzw. der vertikalen Achse (y-Achse) des Speisehohlleiters einen Winkel von 45° einschließen. Durch die Abmessungen der Abflachungen läßt sich die Eigenelliptizität des Polarisationswandlers beeinflussen, deren über die Frequenz aufgetragener Verlauf möglichst flach sein soll. Im Hinblick darauf muß der dielektrische Füllungsgrad des Hohlleiters am Ort der Transformationsglieder so gewählt werden, daß ein optimaler Abstand der Betriebsfrequenz von der Grenzfrequenz des Hohlleiters entsteht. Bei zu kleinem oder zu großem Abstand würde sich eine deutliche Schräglage des Verlaufs der Eigenelliptizität einstellen und damit eine erhebliche Verschlechterung der Polarisationsentkopplung eintreten.

Die Transformationsglieder T 1 und T 2 können

noch mit Verdickungen und/oder Eindrehungen, in den Fig. 3a und 3b nicht dargestellt, versehen werden, um Eigenreflexionen zu vermindern.

Sollte die Polarisationswandlung an einer anderen Stelle in der Empfangseinrichtung erfolgen, ist die spezielle Ausbildung der Transformationsglieder nicht erforderlich.

Der Teil des Speisehohlleiters, in den die Transformationsglieder des dielektrischen Einsatzes hineinragen, ist so dimensioniert, daß er die Eigenschaften eines Hochpaßfilters besitzt. Dieses Hochpaßhohlleiterstück HP hat einerseits eine Grenzfrequenz, die eine ausreichend hohe Sperrdämpfung für das Oszillatorsignal (z. B. 10,8 GHz) gewährleistet. Der Abstand der Grenzfrequenz (z. B. 11,0 GHz) zu den Nutzsignalfrequenzen darf andererseits aber nicht zu gering sein, da sonst für die Nutzsignale eine zu hohe Dämpfung entsteht und die elektrischen Parameter, wie beispielsweise die Kreuzpolarisationsentkopplung, zu stark von den mechanischen Toleranzen des Hohlleiters abhängig werden.

An das Hochpaßhohlleiterstück HP schließt sich ein weiterer Teil des Speisehohlleiters an, der als Bandpaßfilter BP ausgeführt ist. Es handelt sich hier beispielsweise um ein dreikreisiges Bandpaßfilter, das in der horizontalen (x) und vertikalen (y) Schwingungsrichtung identische Übertragungseigenschaften aufweist. Dazu besitzen die vier in den Hohlleiter eingebrachten Blenden B 1 bis B 4, welche den Hohlleiter in drei Resonatoren R 1, R 2 und R 3 aufteilen, kreisrunde Koppelöffnungen. Zum Erzeugen spezieller Frequenzgänge der Kopplung zwischen dem Hochpaßfilter HP und dem ersten Resonator R 1 oder den Resonatoren untereinander können die erste Blende B 1 oder auch die übrigen Blenden B 2, B 3, B 4 mit einer kreuzschlitzförmigen Koppelöffnung versehen werden.

Der Speisehohlleiter H ist mit einem Substrat MS abgeschlossen, das die Mikrostreifenleiterschaltung des bzw. der Empfangszüge trägt; und zwar ist der Speisehohlleiter senkrecht auf der Massefläche des Substrats stehend auf dieser aufgelötet. Zur Ankopplung der Hohlleiterwellen an die Mikrostreifenleiter sind vier Koppelstifte K 1 bis K 4 auf dem Substrat MS angeordnet, die in den Speisehohlleiter hineinragen. Zwei dieser Koppelstifte sind auf der horizontalen Achse (x-Achse) und die anderen zwei auf der vertikalen Achse (y-Achse) des Hohlleiters angeordnet. Die in achsiale Richtung in den Hohlleiter hineinragenden Koppelstifte besitzen jeweils ein radial zur Wellenausbreitungsrichtung abgewinkeltes Ende S 1, S 2, S 3 bzw. S 4. Über dieses angewinkelte Ende hinaus hat jeder Koppelstift noch einen als Blindleitung wirkenden Fortsatz BL 1 BL 2, BL 3 bzw. BL 4, der in achsialer Richtung in das Innere des Speisehohlleiters weist. Diese Blindleitungen BL 1 bis BL 4 dienen der breitbandigen Anpassung der Wellentypwandlung.

Die Baulänge des in der Fig. 3a gezeigten dreikreisigen Bandpaßfilters kann weiter dadurch verkürzt werden, daß die vierte Blende B 4 entfällt, und der Resonator R 3 einerseits von der

Blenne B 3 und andererseits von der Massefläche des Substrats MS begrenzt wird, wodurch der Hohlleiterraum für die Wellenankopplung gleichzeitig die Funktion des dritten Resonators R 3 übernimmt.

In der Fig. 4 ist die der Masseseite gegenüberliegende Seite des Substrats MS dargestellt. Dort sind mit P 1, P 2, P 3 und P 4 die Fußpunkte der durch das Substrat ragenden Koppelstifte K 1, K 2, K 3 und K 4 bezeichnet. Die Signale an den zwei jeweils auf einer Achse — der vertikalen (y) bzw. horizontalen (x) — liegenden Fußpunkte P 3 und P 4 bzw. P 1 und P 2 weisen eine Phasendifferenz von  $180^\circ$  untereinander auf. Diese Phasendifferenz muß bei der Zusammenführung der an den Fußpunkten anliegenden Signale wieder korrigiert werden. Beim vorliegenden Ausführungsbeispiel geschieht das, wie in Fig. 4 angedeutet, mittels unterschiedlicher Leitungslängen der von den Fußpunkten ausgehenden Mikrostreifenleiter L 1, L 2, L 3 und L 4. Die Phasenkorrektur kann aber z. B. auch in bekannter Weise mit  $180^\circ$ -Ringhybriden vorgenommen werden. Die von den Mikrostreifenleitern abzweigenden Stichleiter SL 1, SL 2, SL 3 und SL 4 dienen der Kompensation von Fehlanpassungen.

Nachdem die angekoppelten Energieteile der horizontal polarisierten Hohlleiterwelle und die der vertikal polarisierten Hohlleiterwelle über die Mikrostreifenleiter L 1 und L 2 bzw. L 3 und L 4 phasenrichtig zusammengeführt worden sind, wird die Summenenergie aus dem horizontal polarisierten Feld dem einen Eingang und die Summenenergie aus dem vertikal polarisierten Feld dem anderen Eingang eines  $90^\circ$ -Ringhybrids RH zugeführt. An den beiden Ausgängen des  $90^\circ$ -Ringhybrids RH oder 3dB-Kopplers liegen dann getrennt voneinander die Informationen aus dem rechtsdrehend zirkular polarisierten und dem linksdrehend zirkular polarisierten Empfangssignal an, sofern im Speisehohlleiter kein eigener Polarisationswandler vorgesehen wäre. Da dieser vorhanden ist, so könnte auf das  $90^\circ$ -Hybrid RH verzichtet werden und die gegensinnig polarisierten Empfangssignale wären nach der phasenrichtigen Zusammenführung der Leiter L 1, L 2 sowie L 3, L 4 verfügbar.

Sofern, wie im Zusammenhang mit den Fig. 1 und 2 erwähnt, nicht zwei sondern nur ein Empfangszug vorgesehen ist, ist einem Eingang des  $90^\circ$ -Ringhybrids RH oder 3dB-Koppler ein  $180^\circ$ -Phasenumschalter PS vorangesetzt (vgl. Fig. 4). Er ermöglicht es je nach Schaltzustand ( $0^\circ$  oder  $180^\circ$ ), daß entweder die Information aus dem rechtsdrehend zirkular polarisierten Eingangssignal oder die Information aus dem linksdrehend zirkular polarisierten Eingangssignal an einem Ausgang des Ringhybrids anliegt. Der zweite überflüssige Ausgang des Ringhybrids kann mit einem Absorber abgeschlossen werden. Der  $180^\circ$ -Phasenumschalter PS hat beispielsweise die Gestalt eines vormagnetisierten Ferritkörpers, der entweder über dem zum Ringhybrid führenden Mikrostreifenleiter angeordnet ist oder auf einer von der Masseleitung freigeätzten

Stelle auf der Rückseite des Substrats befestigt ist. Hierbei kann der Ferritkörper mit Ausnahme der Trennfläche zum Substrat metallisiert sein, was ein einfaches Auflöten auf das Substrat ermöglicht. Die Magnetisierung des Ferritkörpers ist mittels einer von einem Stromimpuls durchflossenen Magnetisierungsspule mit einer oder mehreren Windungen umschaltbar. Der  $180^\circ$ -Phasenumschalter ist auch durch einen Schaltzirkulator oder einen 3dB-Richtkoppler mit PIN-Dioden realisierbar.

Die Fig. 5 zeigt eine andere Form des Erregers, mit der sich die Kreuzpolarisationseigenschaften der Antenne verbessern lassen. Der in der Fig. 3a dargestellte Erreger E in Gestalt eines glattwandigen Trichters wird hier durch einen Rillenerreger (corrugated horn) ersetzt, dessen vorteilhafte Eigenschaften bezüglich der Kreuzpolarisation ausgenutzt werden sollten; und zwar ist der Rillenerreger in dem dielektrischen Einsatz D, dessen Endfläche, wie weiter oben beschrieben, als Subreflektor SR ausgebildet ist, integriert. Die Rillenstruktur R ist auf dem aus dem Hochpaßhohlleiterstück HP herausragenden Anfangsbereich des dielektrischen Einsatzes D aufgebracht. Auf rationelle Weise läßt sich diese Rillenstruktur gemeinsam mit dem dielektrischen Einsatz im Spritzgußverfahren herstellen. Es ist zweckmäßig, die Rillenstruktur R senkrecht zur Achse des Einsatzes D anzuordnen und darüber hinaus die Rillen trapezförmig zu gestalten, damit sich das Werkstück leichter von der Spritzgußform trennen läßt. Der mit der Rillenstruktur R versehene Bereich und ein in dem Hochpaßhohlleiterstück HP steckender Teil TM des dielektrischen Einsatzes ist mit einer Metallschicht überzogen, die in der Fig. 5 durch eine Punktierung kenntlich gemacht ist. Der dielektrische Einsatz D kann durch Kleben des metallisierten Teils TM, der zylindrisch oder leicht konisch ausgebildet ist, im Hochpaßhohlleiterstück befestigt werden. Dabei ist keine elektrische Kontaktierung zwischen dem Hohlleiter und der Metallisierung erforderlich, sofern die Klebeschicht hinreichend dünn ist. Der dielektrische Einsatz D besitzt wiederum zwei Transformationsglieder T 1 und T 2, deren Ausgestaltung zum Zweck der Polarisationswandlung nicht gezeigt wird. Der Einsatz D kann auch einen kegelförmigen Hohlraum aufweisen, der mit einer als Subreflektor dienenden Halbschale abgeschlossen ist.

Mit dieser Ausführungsform des Erregers ist es möglich, die elektrisch hochwirksame Rillenstruktur äußerst preiswert herzustellen.

Eine weitere Erregerform zeigt die Fig. 6. Sie ist entstanden aus der Kombination eines klassischen Stielstrahlers mit einer dielektrischen Halterung des Subreflektors SR. Der Stielstrahler besteht aus einem in dem Hochpaßhohlleiterstück HP steckenden, auch mit Transformationsgliedern T 1 und T 2 versehenen, dielektrischen Einsatz DS, der sich zum Subreflektor SR hin verjüngt. Auf das Hochpaßhohlleiterstück ist eine stabile dielektrische Hülle DH gesetzt, welche die metallisierte Subreflektorschale SR

trägt. Der Innenraum dieser Hülle DH kann mit einem leichten Schaumstoff SCH mit niedriger Dielektrizitätskonstante ausgefüllt sein. Mit diesem Erreger erreicht man sehr gute Kreuzpolarisationseigenschaften, sofern ein ausreichend großer Unterschied zwischen den Dielektrizitätskonstanten des dielektrischen Einsatzes DS und des Schaumstoffs SCH besteht.

Die oben beschriebene Integration von Speisehohlleiter, Erreger und Subreflektor führt zu einer sehr kompakten Bauweise des Erregersystems.

Da es das Ziel ist, die Kosten für die oben beschriebene Empfangseinrichtung möglichst gering zu halten, soll zum Schluß auf einfache und schnell durchführbare Methoden des elektrischen Abgleichs eingegangen werden, der ansonsten einen großen Teil der Herstellungskosten in Anspruch nimmt. Einerseits soll die Empfangseinrichtung hohe elektrische Qualitäten besitzen, andererseits sollte aber auf den Einsatz von Abstimmerschrauben verzichtet werden. Um diese Forderung zu erfüllen, werden die besonders toleranzempfindlichen Komponenten, wie z. B. Hochpaßfilter und Bandpaßfilter, mit Abgleichmarken versehen, an denen beispielsweise mit einer rechnergesteuerten Vorrichtung die Hohlleiterwandung eingedrückt wird. Beim Hochpaßhohlleiterstück HP lassen sich hiermit Korrekturen der Eigenelliptizität herbeiführen, wobei, wie aus der Fig. 3b hervorgeht, die Abgleichmarken M je nach Ursache der Elliptizität, paarweise gegenüberliegend, unter geeignetem Winkel zur x- oder y-Achse angebracht sind. Bei störenden und damit durch Abgleich zu beseitigenden Verkopplungen der Schwingungsebenen sind sie unter 45° oder 135° anzubringen. Die Erzeugung der Abgleichmarken M kann durch eine vorgefertigte Schwächung der Hohlleiterwandung an den vorbestimmten Stellen erleichtert werden.

### Patentansprüche

1. Empfangseinrichtung für links- und rechtsdrehend zirkular polarisierte Mikrowellensignale, bestehend aus einer Empfangsantenne (HR) mit Speisesystem, einem Polarisationswandler (POL), einer Polarisationsweiche (OMT) und einer Schaltung für die Umsetzung der Mikrowellensignale beider Polarisationsrichtungen von der Hochfrequenz- in die Zwischenfrequenzebene, wobei ein Teil des zum Speisesystem der Empfangsantenne gehörenden Speisehohlleiters (H) als für beide Polarisationsrichtungen wirkendes Bandpaßfilter (BP) ausgebildet ist und in das antennenseitige Ende des Speisehohlleiters (H) ein dielektrischer Einsatz (D) eingefügt ist, gekennzeichnet durch die Kombination folgender Merkmale:

- a) daß der in den Speisehohlleiter (H) hineinragende Teil (T 1, T 2) des dielektrischen Einsatzes (D) so geformt ist, daß dadurch die

zirkularpolarisierten Empfangssignale in linear polarisierte Signale umgewandelt werden,

- b) daß der diesen Teil (T 1, T 2) des dielektrischen Einsatzes (D) aufnehmende Abschnitt des Speisehohlleiters (H) als Hochpaßfilter (HP) ausgebildet ist, dessen Grenzfrequenz oberhalb der Oszillatorfrequenz der Umsetzerschaltung liegt und
- c) daß der Speisehohlleiter (H) senkrecht auf der Massefläche eines die Umsetzerschaltung tragenden Mikrostreifenleitersubstrats (MS) steht und mit dieser kontaktiert ist, wobei durch das Mikrostreifenleitersubstrat (MS) in den Speisehohlleiter hinein Koppelstifte (K 1, K 2, K 3, K 4) ragen, deren Fußpunkte (P 1, P 2, P 3, P 4) mit Mikrostreifenleitern (L 1, L 2, L 3, L 4) auf der der Massefläche gegenüberliegenden Seite des Substrats (MS) verbunden sind und die Koppelstifte (K 1, K 2, K 3, K 4) so positioniert und ausgebildet sind, daß sie die Signale beider linearer Polarisationsrichtungen ankoppeln.

2. Empfangseinrichtung nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß die von den Fußpunkten (P 1, P 2, P 3, P 4) der Koppelstifte (K 1, K 2, K 3, K 4) ausgehenden Mikrostreifenleiter (L 1, L 2, L 3, L 4) an einem Ringhybrid (RH) so zusammengeführt sind, daß an jeden der beiden Ausgänge des Ringhybrids ein Signal anliegt mit der Information aus dem rechts- bzw. linksdrehend zirkular polarisierten Empfangssignal.

3. Empfangseinrichtung nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß zwei Koppelstifte (K 1, K 2) auf einer horizontalen und zwei Koppelstifte (K 3, K 4) auf einer vertikalen Achse angeordnet sind, daß die Koppelstifte radial zur Wellenausbreitungsrichtung im Speisehohlleiter abgelenkt sind und daß sie als Blindleitungen wirkende, in den Speisehohlleiter (H) hineingerichtete Fortsätze (BL 1, BL 2, BL 3, BL 4) aufweisen.

4. Empfangseinrichtung nach Anspruch 2, dadurch gekennzeichnet, daß sofern nur ein Umsetzer für die Empfangssignale beider Polarisationsrichtungen vorgesehen ist, einem Eingang des Ringhybrids (RH) ein 180°-Phasenumschalter (PS) vorgeschaltet ist, der bewirkt, daß an einem Ausgang des Ringhybrids je nach Schaltzustand des 180°-Phasenumschalters entweder das Signal mit der Information aus dem rechtsdrehend zirkular polarisierten Empfangssignal oder mit der Information aus dem linksdrehend zirkular polarisierten Empfangssignal anliegt.

5. Empfangseinrichtung nach Anspruch 4, dadurch gekennzeichnet, daß der 180°-Phasenumschalter (PS) ein mittels PIN-Dioden schaltbarer 3dB-Richtkoppler oder Zirkulator ist.

6. Empfangseinrichtung nach Anspruch 4, dadurch gekennzeichnet, daß der 180°-Phasenumschalter (PS) durch einen über oder unter dem an einem Eingang des Ringhybrids führenden Mikrostreifenleiter angeordneten Ferritkörper realisiert ist, dessen Magnetisierung durch einen

eine Magnetisierungsspule durchfließenden Stromimpuls umkehrbar ist.

7. Empfangseinrichtung nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß der in den Speisehohlleiter (H) hineinragende Teil (T 1, T 2) des dielektrischen Einsatzes (D) an seiner Mantelfläche zwei einander gegenüberliegende längs verlaufende Abflachungen (A 1, A 1' und A 2, A 2') besitzt, deren Normalen mit der horizontalen (x-Achse) bzw. der vertikalen Achse (y-Achse) des Speisehohlleiters einen Winkel von 45° einschließen.

8. Empfangseinrichtung nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß der in den Speisehohlleiter (H) hineinragende Teil (T 1, T 2) des dielektrischen Einsatzes (D) in Richtung des Hohlleiterinneren eine kontinuierliche oder gestufte Querschnittsverjüngung aufweist.

9. Empfangseinrichtung nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß der dielektrische Einsatz (D) sich außerhalb des Speisehohlleiters (H) trichterförmig aufweitet und daß die Endfläche dieser Aufweitung als Subreflektor (SR) ausgebildet ist.

10. Empfangseinrichtung nach Anspruch 9, dadurch gekennzeichnet, daß der aus dem Speisehohlleiter (H) herausragende trichterförmige Teil des dielektrischen Einsatzes (D) auf seiner Außenseite mit einer metallisierten Rillenstruktur (R) versehen ist.

11. Empfangseinrichtung nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß der dielektrische Einsatz als Stielstrahler (DS) aus dem Speisehohlleiter (H) herausragt.

12. Empfangseinrichtung nach Anspruch 11, dadurch gekennzeichnet, daß auf das Ende des Speisehohlleiters (H) eine den Stielstrahler (DS) umgebende, sich zum Subreflektor (SR) hin aufweitende dielektrische stabile Hülle (DH) aufgesetzt ist, die mit einer als Subreflektor (SR) dienenden Schale abgeschlossen ist.

13. Empfangseinrichtung nach Anspruch 12, dadurch gekennzeichnet, daß die dielektrische Hülle (DH) mit einem Schaumstoff (SCH) ausgefüllt ist, dessen Dielektrizitätskonstante erheblich kleiner ist als die des Stielstrahlers (DS).

14. Empfangseinrichtung nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß der Speisehohlleiter (H) mit Abgleichmarken (M) versehen sind, die aus einer mechanischen Deformation der Hohlleiterwand gebildet werden und zur elektrischen Abstimmung der Filterparameter und der Kreuzpolarisation der Empfangseinrichtung dienen.

## Claims

1. Receiving equipment, for left-handed and right-handed circularly polarised microwave signals, consisting of a receiving aerial (HR) with feed system, a polarisation converter (POL), a polarisation filter (OMT) and a circuit for the translation of the microwave signals of both directions of polarisation from the high frequency

plane into the intermediate frequency plane, wherein a part of the feed waveguide (H) belonging to the feed system of the receiving aerial is constructed as band pass filter (BP) effective for both directions of polarisation and a dielectric insert (D) is inserted into that end of the feed waveguide (H), which faces the aerial, characterised by the combination of the following features:

- a) that that part (T 1, T 2) of the dielectric insert (D), which projects into the feed waveguide (H), is so shaped that the circularly polarised received signals are thereby converted into linearly polarised signals,
- b) that that portion of the feed waveguide (H), which receives this part (T 1, T 2) of the dielectric insert (D), is constructed as high pass filter (HP), the limit frequency of which lies above the oscillator frequency of the converter circuit, and
- c) that the feed waveguide (H) stands perpendicularly on the ground area of a microstrip conductor substrate (MS) carrying the converter circuit and is in contact with this, wherein coupling pins (K 1, K 2, K 3, K 4), the foot points (P 1, P 2, P 3, P 4) of which are connected with microstrip conductors (L 1, L 2, L 3, L 4) on that side of the substrate (MS), which lies opposite the ground area, project through the microstrip conductor substrate (MS) into the feed waveguide and the coupling pins (K 1, K 2, K 3, K 4) are so positioned and constructed that they couple the signals of both directions of linear polarisation.

2. Receiving equipment according to claim 1, characterised thereby, that the microstrip conductors (L 1, L 2, L 3, L 4) originating at the foot points (P 1, P 2, P 3, P 4) of the coupling pins (K 1, K 2, K 3, K 4) are so conducted together at a ring hybrid filter (RH) that a signal with the information from the left-handed and the right-handed circularly polarised received signal is respectively present at each of both the outputs of the ring hybrid filter.

3. Receiving equipment according to claim 1, characterised thereby, that two coupling pins (K 1, K 2) are arranged on a horizontal axis and two coupling pins (K 3, K 4) are arranged on a vertical axis, that the coupling pins are kinked radially to the direction of wave propagation in the feed waveguide and that they display projections (BL 1, BL 2, BL 3, BL 4) acting as dummy lines and directed into the feed waveguide (H).

4. Receiving equipment according to claim 2, characterised thereby, that in so far as only one converter is provided for the received signals of both directions of polarisation, a 180° phase-changing switch (PS) is connected in front of one input of the ring hybrid filter (RH) and has the effect that, according to the switching state of the 180° phase-changing switch, either the signal with the information from the left-handed

circularly polarised received signal or the signal with the information from the right-handed circularly polarised received signal is present at one output of the ring hybrid filter.

5. Receiving equipment according to claim 4, characterised thereby, that the 180° phase-changing switch (PS) is a circulator or 3dB directional coupler switchable by means of PIN-diodes.

6. Receiving equipment according to claim 4, characterised thereby, that the 180° phase-changing switch (PS) is realised by a ferrite body, which is arranged above or below the microstrip conductor leading to one input of the ring hybrid filter and the magnetisation of which is reversible by a current pulse flowing through a magnetising coil.

7. Receiving equipment according to claim 1, characterised thereby, that that part (T 1, T 2) of the dielectric insert (D), which projects into the feed waveguide (H), along its shell surface possesses two longitudinally extending flattenings (A 1, A 1' and A 2, A 2'), which each lie opposite the other and the normals of which are at an angle of 45° to the horizontal axis (x-axis) or the vertical axis (y-axis) of the feed waveguide.

8. Receiving equipment according to claim 1, characterised thereby, that that part (T 1, T 2), of the dielectric insert (D), which projects into the feed waveguide (H), displays a continuous or stepped narrowing in cross-section in direction of the interior of the waveguide.

9. Receiving equipment according to claim 1, characterised thereby, that the dielectric insert (D) enlarges in funnel shape externally of the feed waveguide (H) and that the end surface of this enlargement is constructed as subreflector (SR).

10. Receiving equipment according to claim 9, characterised thereby, that the funnel-shaped part, which projects out of the feed waveguide (H), of the dielectric insert (D) is provided on its outside with a metallic groove structure.

11. Receiving equipment according to claim 1, characterised thereby, that the dielectric insert projects as rod aerial (DS) out of the feed waveguide (H).

12. Receiving equipment according to claim 11, characterised thereby, that a dielectric rigid sleeve (DH), which surrounds the rod aerial (DS), is closed off by a dish serving as subreflector (SR) and enlarges towards the subreflector (SR), is placed on the end of the feed waveguide (H).

13. Receiving equipment according to claim 12, characterised thereby, that the dielectric sleeve (DH) is filled out by a foam material (SCH), the dielectric constant of which is appreciably smaller than that of the rod aerial (DS).

14. Receiving equipment according to claim 1, characterised thereby, that the feed waveguide (H) is provided with adjustment marks (M), which are formed out of a mechanical deformation of the waveguide wall and serve for the electrical tuning of the filter parameters and the

cross-polarisation of the receiving equipment.

## Revendications

5

10

15

20

25

30

35

40

45

50

55

60

65

1. Dispositif de réception de signaux en micro-ondes polarisés circulairement sinistrorsum et dextrorsum, constitué par une antenne réceptrice (HR) avec système d'alimentation, un convertisseur de polarisation (POL), un filtre de polarisation (OMT) et un circuit transposant les signaux en micro-ondes des deux sens de polarisation de la haute fréquence à la fréquence intermédiaire, une partie du guide d'ondes d'alimentation (H) appartenant au système d'alimentation de l'antenne réceptrice étant réalisée sous forme d'un filtre passe-bande (BP) agissant dans les deux sens de polarisation, et une insertion diélectrique (D) étant introduite dans l'extrémité du guide d'ondes d'alimentation (H) située du côté de l'antenne, ledit dispositif étant caractérisé en ce que:

- a) la partie (T 1, T 2) de l'insertion diélectrique pénétrant dans le guide d'ondes d'alimentation (H) présente une forme transformant les signaux reçus polarisés circulairement en signaux polarisés rectilignement;
- b) le tronçon du guide d'ondes d'alimentation (H) contenant ladite partie (T 1, T 2) de l'insertion diélectrique et réalisée sous forme de filtre passe-haut (HP) dont la fréquence de coupure est supérieure à la fréquence de l'oscillateur du circuit de transposition; et
- c) le guide d'ondes d'alimentation (H) est perpendiculaire au plan de masse d'un substrat de ligne à ruban (MS) portant le circuit de transposition et connecté audit plan, des broches de couplage (K 1, K 2, K 3, K 4) traversant le substrat de la ligne à ruban (MS) et pénétrant dans le guide d'ondes d'alimentation, les pieds (P 1, P 2, P 3, P 4) desdites broches étant reliés aux conducteurs de la ligne à ruban (L 1, L 2, L 4) sur la face du substrat (MS) opposée au plan de masse; et les broches de couplage (K 1, K 2, K 3, K 4) sont réalisées et positionnées de façon à coupler les signaux des deux sens de polarisation rectiligne.

2. Dispositif de réception selon revendication 1, caractérisé en ce que les conducteurs de la ligne à ruban (L 1, L 2, L 3, L 4) partant des pieds (P 1, P 2, P 3, P 4) des broches de couplage (K 1, K 2, K 3, K 4) sont réunis par un hybride en anneau (RH) de façon que chacune des deux sorties de ce dernier délivre un signal contenant l'information du signal reçu polarisé circulairement dextrorsum ou sinistrorsum.

3. Dispositif de réception selon revendication 1, caractérisé en ce que deux broches de couplage (K 1, K 2) sont disposées sur un axe horizontal et deux broches de couplage (K 3, K 4) sur un axe vertical; les broches de couplage sont repliées radialement au sens de propagation des

ondes dans le guide d'ondes d'alimentation et comportent des prolongements (BL 1, BL 2, BL 3, BL 4), dirigés vers l'intérieur du guide d'ondes d'alimentation (H) et agissant comme des bras de réactance.

4. Dispositif de réception selon revendication 2, caractérisé en ce que, lorsqu'un seul changeur est prévu pour les signaux reçus des deux sens de polarisation, un inverseur de phase  $180^\circ$  (PS) est branché en amont d'une entrée de l'hybride en anneau (RH) pour qu'une sortie de ce dernier délivre, selon l'état de commutation de l'inverseur de phase  $180^\circ$ , le signal contenant l'information du signal reçu polarisé circulairement dextrorsum ou sinistrorsum.

5. Dispositif de réception selon revendication 4, caractérisé en ce que l'inverseur de phase  $180^\circ$  (PS) est un coupleur directif 3 dB ou un circulateur commutable par des diodes PIN.

6. Dispositif de réception selon revendication 4, caractérisé en ce que l'inverseur de phase  $180^\circ$  (PS) est réalisé par un corps de ferrite disposé au-dessus ou au-dessous du conducteur de la ligne à ruban aboutissant à une entrée de l'hybride en anneau, une impulsion de courant circulant dans une bobine permettant d'inverser l'aimantation dudit corps.

7. Dispositif de réception selon revendication 1, caractérisé en ce que la surface enveloppe de la partie (T 1, T 2) de l'insertion diélectrique (D) pénétrant dans le guide d'ondes d'alimentation (H) présente deux méplats longitudinaux en regard (A 1, A 1' et A 2, A 2'), dont les normales font un angle de  $45^\circ$  avec l'axe horizontal (axe X) ou l'axe vertical (axe Y) du guide d'ondes d'alimentation.

8. Dispositif de réception selon revendication 1, caractérisé en ce que la partie (T 1, T 2) de l'insertion diélectrique (D) pénétrant dans le guide d'ondes d'alimentation (H) présente vers l'intérieur de ce dernier une section à décroissance continue ou étagée.

9. Dispositif de réception selon revendication 1, caractérisé en ce que l'insertion diélectrique (D) s'évase en forme d'entonnoir à l'extérieur du guide d'ondes d'alimentation (H); et la face limite de cet évasement est réalisée en réflecteur auxiliaire (SR).

10. Dispositif de réception selon revendication 9, caractérisé en ce que la partie en entonnoir de l'insertion diélectrique (D) en saillie sur le guide d'ondes d'alimentation (H) est munie sur sa face extérieure d'une structure rainurée (R) métallisée.

11. Dispositif de réception selon revendication 1, caractérisé en ce que l'insertion diélectrique est en saillie sur le guide d'ondes d'alimentation (H), sous forme d'un élément rayonnant tige (DS).

12. Dispositif de réception selon revendication 11, caractérisé en ce que l'extrémité du guide d'ondes d'alimentation (H) porte une gaine diélectrique stable (DH) entourant l'élément rayonnant tige (DS), s'évasant vers le réflecteur auxiliaire (SR) et fermée par une calotte

constituant le réflecteur auxiliaire (SR).

13. Dispositif de réception selon revendication 12, caractérisé en ce que la gaine diélectrique (DH) est remplie par une mousse (SCH), dont la constante diélectrique est nettement plus faible que celle de l'élément rayonnant tige (DS).

14. Dispositif de réception selon revendication 1, caractérisé en ce que le guide d'ondes d'alimentation (H) est muni de repères d'équilibrage (M), qui sont formés par une déformation mécanique de la paroi du guide d'ondes et servent à l'accord électrique des paramètres des filtres et de la polarisation croisée du dispositif de réception.



FIG. 1

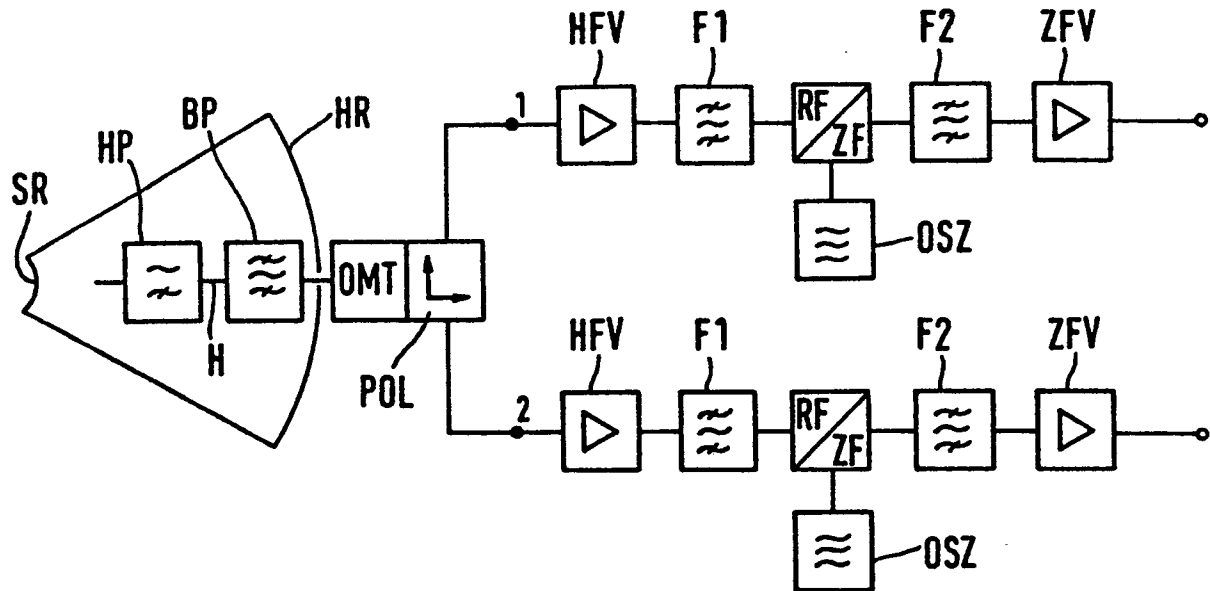
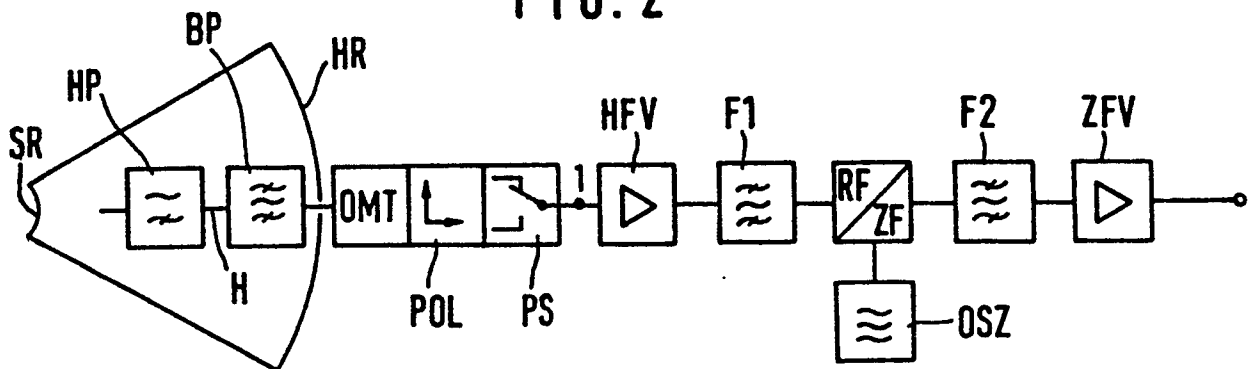


FIG. 2



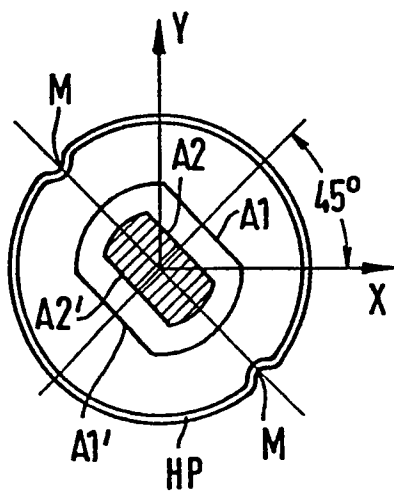


FIG. 3b

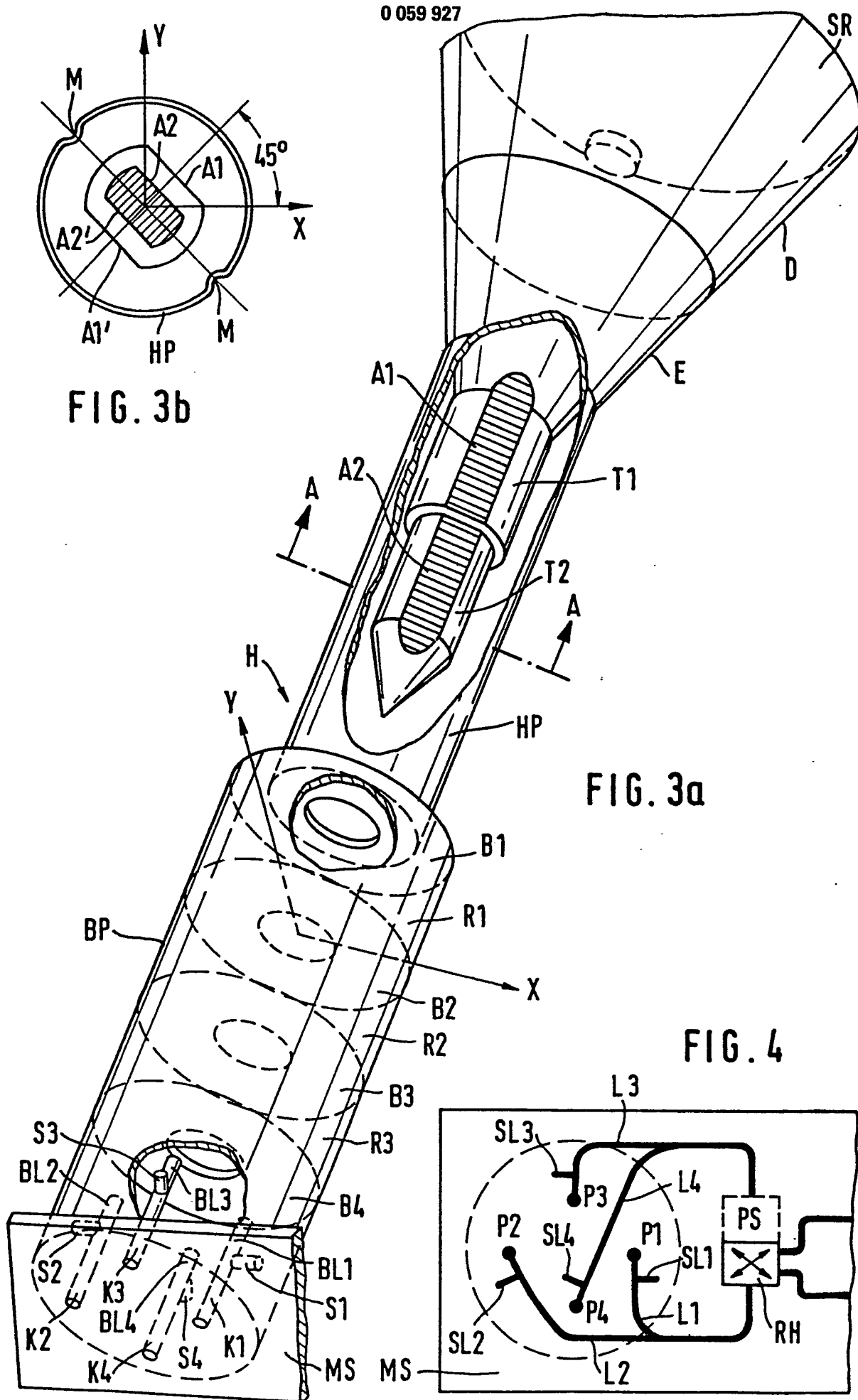
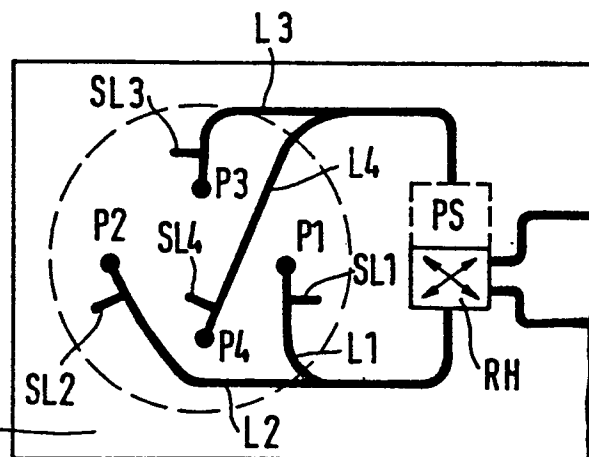


FIG. 3a

FIG. 4



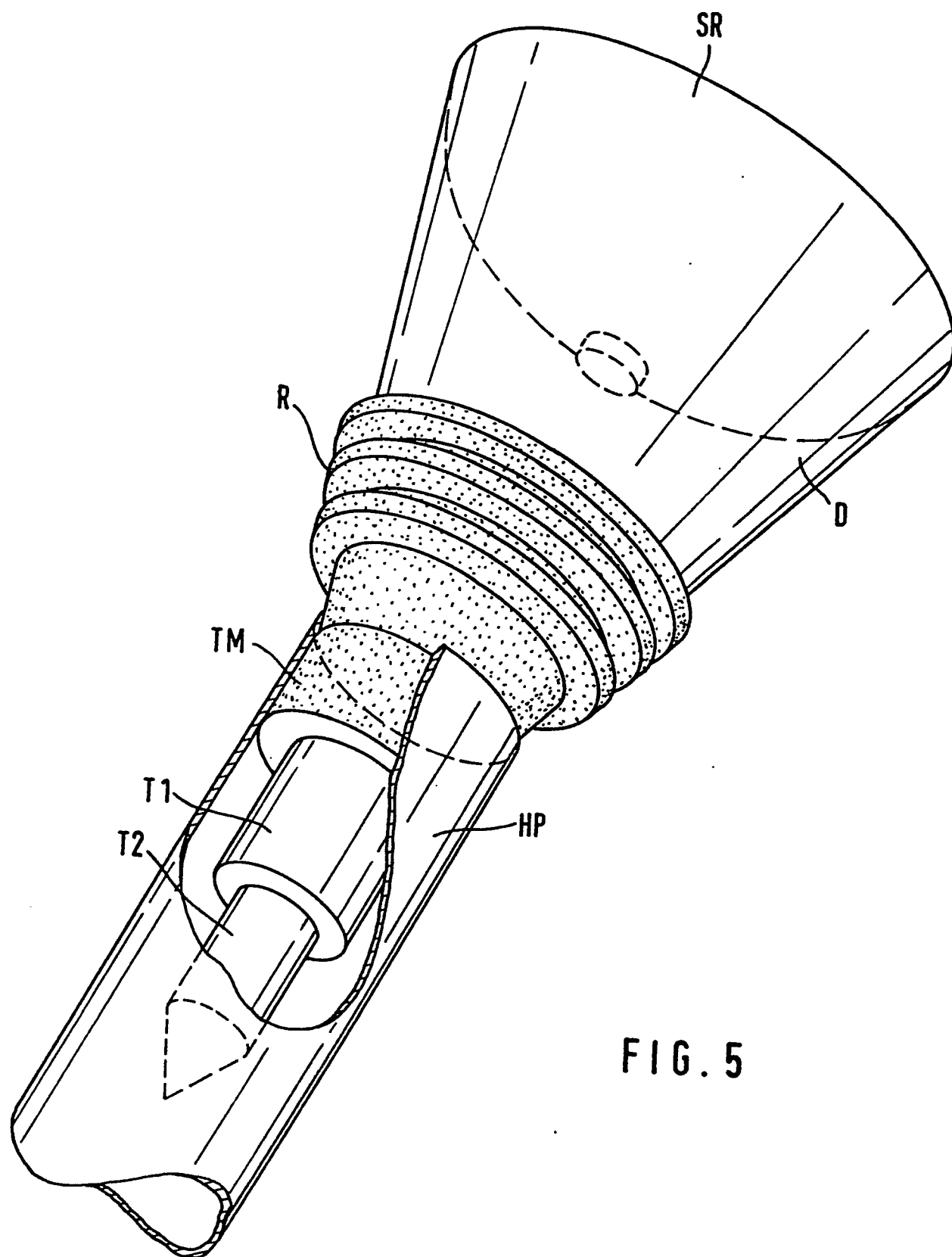


FIG. 5

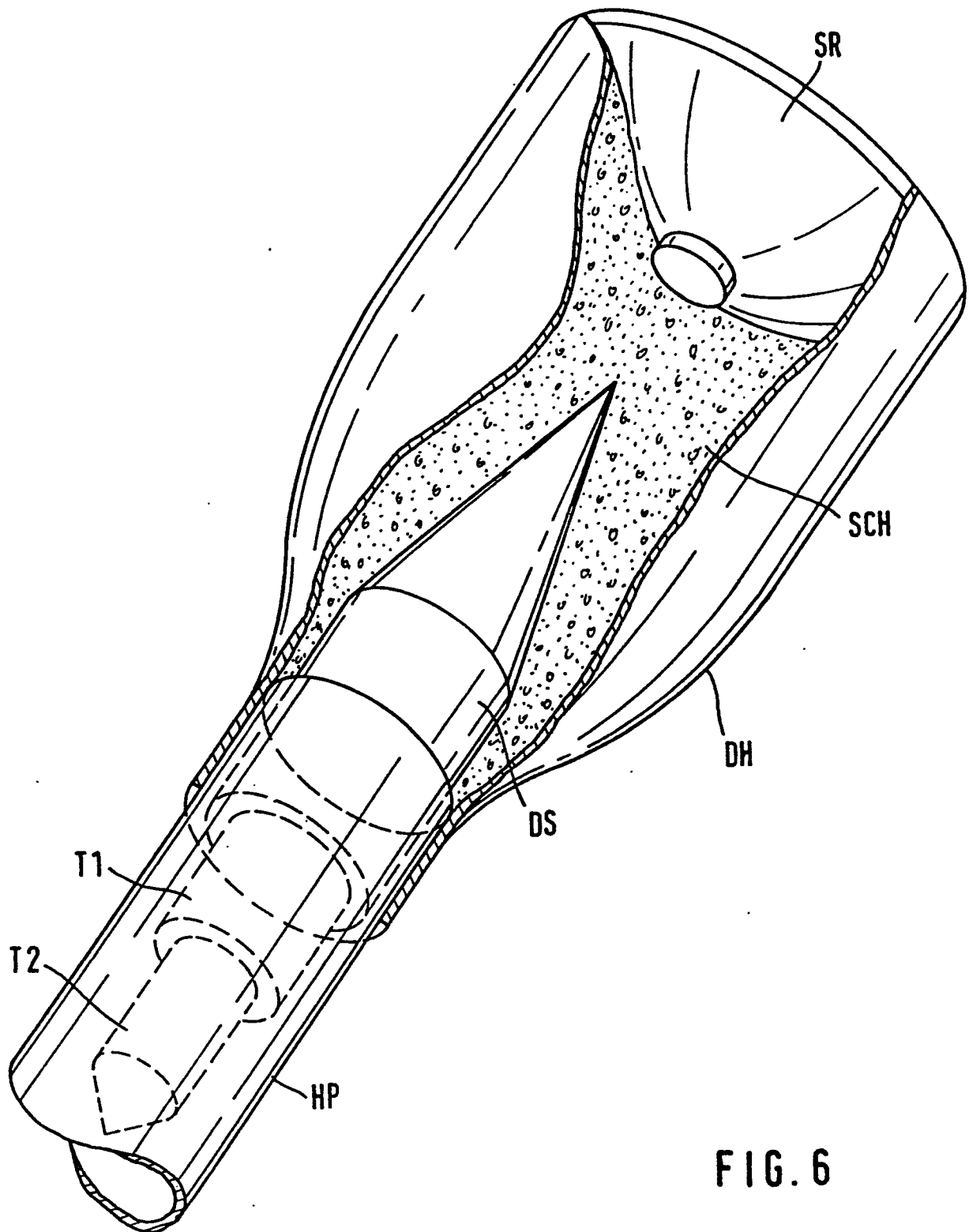


FIG. 6