



(11) **EP 1 547 192 B1**

(12) **EUROPÄISCHE PATENTSCHRIFT**

(45) Veröffentlichungstag und Bekanntmachung des Hinweises auf die Patenterteilung:
20.01.2010 Patentblatt 2010/03

(21) Anmeldenummer: **03798044.8**

(22) Anmeldetag: **17.07.2003**

(51) Int Cl.:
H01P 5/107^(2006.01) H01Q 9/04^(2006.01)

(86) Internationale Anmeldenummer:
PCT/DE2003/002408

(87) Internationale Veröffentlichungsnummer:
WO 2004/030141 (08.04.2004 Gazette 2004/15)

(54) **VORRICHTUNG ZUM ÜBERTRAGEN BZW. ABSTRAHLEN HOCHFREQUENTER WELLEN**
DEVICE FOR TRANSMITTING OR EMITTING HIGH-FREQUENCY WAVES
DISPOSITIF POUR TRANSMETTRE OU EMETTRE DES ONDES HAUTE FREQUENCE

(84) Benannte Vertragsstaaten:
DE ES FR GB IT SE

(30) Priorität: **23.09.2002 DE 10244206**

(43) Veröffentlichungstag der Anmeldung:
29.06.2005 Patentblatt 2005/26

(73) Patentinhaber: **ROBERT BOSCH GMBH**
70442 Stuttgart (DE)

(72) Erfinder:
• **HANSEN, Thomas**
31139 Hildesheim (DE)
• **SCHNEIDER, Martin**
31139 Hildesheim (DE)

(56) Entgegenhaltungen:
WO-A-03/052868 US-A- 5 241 321
US-A1- 2002 044 098 US-A1- 2002 163 468

- **PATENT ABSTRACTS OF JAPAN vol. 2000, no. 09, 13. Oktober 2000 (2000-10-13) & JP 2000 174515 A (SUMITOMO METAL IND LTD), 23. Juni 2000 (2000-06-23)**
- **ITO M ET AL: "Low cost multi-layer ceramic package for flip-chip MMIC up to W-band" MICROWAVE SYMPOSIUM DIGEST. 2000 IEEE MTT-S INTERNATIONAL BOSTON, MA, USA 11-16 JUNE 2000, PISCATAWAY, NJ, USA, IEEE, US, 11. Juni 2000 (2000-06-11), Seiten 57-60, XP010505923 ISBN: 0-7803-5687-X**
- **BHATTACHARYYA A ET AL: "ANALYSIS OF STRIPLINE-FED SLOT-COUPLED PATCH ANTENNAS WITH VIAS FOR PARALLEL-PLATE MODE SUPPRESSION" IEEE TRANSACTIONS ON ANTENNAS AND PROPAGATION, IEEE INC. NEW YORK, US, Bd. 46, Nr. 4, 1. April 1998 (1998-04-01), Seiten 538-545, XP000750734 ISSN: 0018-926X**

EP 1 547 192 B1

Anmerkung: Innerhalb von neun Monaten nach Bekanntmachung des Hinweises auf die Erteilung des europäischen Patents im Europäischen Patentblatt kann jedermann nach Maßgabe der Ausführungsordnung beim Europäischen Patentamt gegen dieses Patent Einspruch einlegen. Der Einspruch gilt erst als eingelegt, wenn die Einspruchsgebühr entrichtet worden ist. (Art. 99(1) Europäisches Patentübereinkommen).

Beschreibung

[0001] Die vorliegende Erfindung betrifft eine Vorrichtung zum Übertragen bzw. Abstrahlen hochfrequenter Wellen gemäß dem Oberbegriff des Anspruchs 1, wie aus BHATTACHARYYA ET AL. "ANALYSIS OF STRIPLINE-FED SLOT-COUPLED PATCH ANTENNAS WITH VIAS FOR PARALLEL-PLATE MODE SUPPRESSION" IEEE TRANSACTIONS ON ANTENNAS AND PROPAGATION, IEEE INC. NEW YORK, US, Bd. 46, Nr. 4, 1. April 1998 (1998-04-01), Seiten 538-545, XP000750734 ISSN: 0018-926X.

[0002] Eine ebensolche Vorrichtung ist aus der U.S. 5,801, 660 bekannt.

[0003] Aus der JP 2000-174515A ist ein koplanarer Wellenleiter bekannt, bei welchem eine Streifenleitung in einer Ebene mit einer Massefläche verläuft, wobei oberhalb dieser Ebene eine Führungsebene mit einer Öffnung zur Auskopplung von hochfrequenten Wellen vorgesehen ist.

[0004] ITO M. ET AL: "Low cost multi-layer ceramic package for flip-chip MMIC up to W-band" MICROWAVE SYMPOSIUM DIGEST. 2000 IEEE MTT-S INTERNATIONAL BOSTON, MA, USA 11-16 JUNI 2000, PISCATAWAY, NJ, USA, IEEE, US, 11. Juni 2000 (2000-06-11), Seiten 57-60, XP010505923 ISBN: 0-7803-5687-X offenbaren ein Substrat aus einem keramischen Material, beispielsweise low-temperature co-fired ceramic (LTCC) für eine Mikrostriifenleitung.

[0005] U.S. 5,414,394 offenbart eine Vorrichtung mit einer Mikrostriifenleitung und einem am Ende der Mikrostriifenleitung vorgesehenen integrierten Impedanztransformator.

[0006] Die GB 2 007 919 A offenbart eine Abflussstruktur für eine Mikrowellen-Übertragungsvorrichtung.

[0007] Vorrichtungen zum Abstrahlen elektromagnetischer Wellen, wie beispielsweise planare Antennenelemente, die über einen Schlitz zur Schwingung und damit zur Abstrahlung hochfrequenter Wellen angeregt werden, sind beispielsweise in der Richtfunk-, Satellitenfunk- oder Radartechnik weit verbreitet. Vorzugsweise finden sie im Mikrowellenbereich Anwendung, da hier kleine Baugrößen und damit einfache Realisierungen unter Einsatz geringer Kosten möglich sind.

[0008] Eine übliche planare Antenneneinrichtung ist mit Bezug auf Fig. 6A dargestellt, in welcher eine Schlitzkopplung über eine Mikrostriifenleitung (MSL) 10 angeregt wird. Diese Mikrostriifenleitung 10 weist dazu ein abruptes Ende 10' auf und bildet somit eine leerlaufende Leitung. Im Abstand d von ca. $1/4$ der Leitungswellenlänge zu diesem abrupten Ende 10' der Mikrostriifenleitung 10 ist in einer durch ein Substrat 11 getrennten Massefläche 12 senkrecht zur Mikrostriifenleitung 10 ein Schlitz 14 angeordnet, über den ein Durchgriff, d.h. eine Kopplung, des an dieser Stelle maximalen magnetischen Feldes erfolgt. Dieses ebenfalls mit einer elektrischen Feldkomponente versehene Feld regt ein planares Strahlerelement 16, welches auch Patch-Element genannt wird, zu einer Resonanzschwingung und zur nahezu vollständigen Abstrahlung der hochfrequenten Energie mit zur Massefläche 12 orthogonaler Hauptausbreitungsrichtung an. Fig. 6B zeigt die Querschnittsansicht der Vorrichtung gemäß Fig. 6A in Draufsicht.

[0009] Von Nachteil bei dieser Anordnung ist, dass Mikrostriifenleitungssubstrate 11 bei höheren Frequenzen sehr dünn werden, z.B. $254 \mu\text{m}$ bei einer short range radar-Anwendung (SRR) bei 24GHz, und keine ausreichende Strukturfestigkeit für eine Verbauung aufweisen. Deshalb müssen diese Substrate 11 mit einem starren Trägermaterial 18, wie in Fig. 7A dargestellt, verbunden werden. Dieses Trägermaterial 18 ist aus Kostengründen nicht hochfrequenztauglich. Das Trägermaterial 18 wird oberhalb der Massefläche 12 mit einer festen Verbindung zu derselben angebracht, wobei zur Sicherstellung der Funktion der Antenne im Bereich des Koppelschlitzes 14 bzw. des Strahlerelementes 16 eine kostenaufwendige Ausnehmung 19 im Trägermaterial 18 erforderlich ist, damit über den Koppelschlitz 14 das Strahlerelement 16 elektromagnetisch angekoppelt werden kann.

[0010] Eine weitere herkömmliche Ausführungsform einer schlitzgekoppelten Antenne verwendet zur Speisung des Einzelstrahlers 16 eine sogenannte "vergrabene", signalführende Leitung 10 mit abruptem Leitungsende 10', die in Form von einer sogenannten Triplate-Leitung ausgeführt ist und ihrerseits ebenfalls über einen Schlitz 14 den Einzelstrahler 16 zur Abstrahlung anregt. Die Signalleitung 10 ist im wesentlichen planparallel zwischen zwei Masseflächen 12, 13 angeordnet, wobei im gemäß Fig. 8A bzw. Fig. 8B vorliegenden Fall die Mikrostriifenleitung 10 näher an einer der beiden Masseflächen 12, 13 liegt, welches zu einer Antennenanordnung mit unsymmetrischer Triplate-Speisung führt. Im Gegensatz dazu gibt es auch Anordnungen mit symmetrischer Speisung, d.h. mit gleichen Abständen der eingebetteten Signalleitung 10 zu den äußeren Masseflächen 12, 13. Die symmetrische oder unsymmetrische Triplate-Anordnung weist den Vorteil auf, dass größere Leitungselemente in einer unteren Schicht (layer) als vergrabene Strukturen verborgen werden können, so dass dadurch Bauraum eingespart werden kann. Insbesondere wenn größere Antennen, welche aus einer Vielzahl solcher Einzelstrahler 16 bestehen, zu realisieren sind, um die Richtwirkung der Antenne zu erhöhen, kann diese Verlagerung hochfrequenter Leitungsanordnungen in weiter unten liegende Schichten kompakte Aufbauten ermöglichen, da das Speisernetzwerk eines Antennen-Arrays einen nicht zu vernachlässigenden Anteil am erforderlichen Bauraum einnimmt.

[0011] Darüber hinaus beeinflusst ein vergrabenes Speisernetzwerk die Abstrahlcharakteristik einer solchen Anordnung nicht negativ, im Gegensatz zu, insbesondere bei höheren Frequenzen, "offenen" Verteiler- bzw. Speisernetzwerken, welche erheblich zu parasitärer Abstrahlung beitragen. Von Vorteil ist außerdem die Möglichkeit einfach herzustellenden Multischicht- bzw. Multilayer-Anordnungen vorzusehen, da deren Einzelschichten bzw. Einzellayer gute Hoch-

frequenzeigenschaften aufweisen und die jeweiligen zu vergrabenden Leitungsstrukturen tragen. Bei Verwendung geeigneter Layer- bzw. Substratmaterialien, wie beispielsweise Keramiken, kann auf die Verbindung mit einem zusätzlichen mechanischen Träger verzichtet werden, da die Multilayer-Anordnung über eine ausreichende Strukturstabilität verfügt. Insbesondere low temperature cofired ceramic (LTCC)-Substrate sind auf diesem Gebiet geeignet.

[0012] Die eben mit Bezug auf Fig. 8A und Fig. 8B beschriebene Antennenanordnung weist jedoch den Nachteil auf, dass an einem abrupten Ende 10' der signalführenden, mittleren Leitung 10 der Triplate-Struktur die Ablösung von Wellen stark begünstigt wird. Ein nicht unerheblicher Leistungsanteil des Signals kann sich dann in dem Substratmaterial 11 beispielsweise in Form von Parallelplattenmoden oder Hohlleitermoden unerwünscht ausbreiten. Wird die Multilayer-Anordnung seitlich in einem metallischen Träger bzw. Gehäuse eingefasst, so wird die Anregung von Hohlleitermoden zusätzlich begünstigt. Die Ausbreitung von Hohlleitermoden wird durch ihre Grenzfrequenz f_g bestimmt, deren Wert direkt von den Abständen der begrenzenden metallischen Wände abhängt.

[0013] Generell gilt der Zusammenhang, dass die Grenzfrequenz f_g eines Hohlleitermoden zu niedrigeren Frequenzen verschoben wird, wenn der Abstand der elektrisch leitenden, beispielsweise metallischen Wände vergrößert wird. Dabei erhöht sich zugleich die Anzahl der in einem bestimmten Frequenzband ausbreitungsfähigen Moden stetig. Werden nun im Substrat 11 solche Moden durch leerlaufende Leitungsenden angeregt, so wird einerseits die über das Strahlerelement 16 abgestrahlte Leistung reduziert und andererseits Verkopplungen mit anderen Schaltungsteilen innerhalb des Substrats 11, z.B. weiteren Antennenelementen, begünstigt, welche sich nachteilig auf die Antennencharakteristik und das gesamte Systemverhalten auswirken.

VORTEILE DER ERFINDUNG

[0014] Die erfindungsgemäße Vorrichtung zum Übertragen bzw. Abstrahlen hochfrequenter Wellen mit den Merkmalen des Anspruchs 1 weist gegenüber dem bekannten Lösungsansatz den Vorteil auf, dass die Anregung von Substrat oder Hohlleitermoden in einer schlitzgekoppelten Antennenanordnung mit symmetrischer oder unsymmetrischer Triplate-Leitung verhindert bzw. auf ein für das Verhalten der Antenne bzw. des Systems nicht mehr relevantes Maß reduziert wird, ohne die grundsätzliche Wirkungsweise einer schlitzgekoppelten Abstrahlvorrichtung negativ zu beeinflussen.

[0015] Die erfindungsgemäße Vorrichtung ermöglicht, eine kostengünstige Verbesserung der Funktion der Antenne bereitzustellen, da die Unterdrückung der beschriebenen Anregung von Substrat- oder Hohlleitermoden zur Verbesserung der Effizienz der Antenne und damit zur Verbesserung des Systemverhaltens beiträgt.

[0016] Die der vorliegenden Erfindung zugrunde liegende Idee besteht im wesentlichen darin, eine Abschirmungsmaßnahme sowohl im Bereich der Signalleitung als auch im Bereich des Koppelschlitzes vorzusehen und in ihrer Dimensionierung an beide Anforderungen anzupassen.

[0017] Mit anderen Worten wird eine Vorrichtung zum Übertragen bzw. Abstrahlen hochfrequenter Wellen vorgesehen, welche eine mit einem Ende versehene Mikrostreifenleitung in einem Substrat zum Übertragen hochfrequenter Nutzsignale aufweist, eine erste Massefläche und eine zweite Massefläche, welche auf gegenüberliegenden Seiten der Mikrostreifenleitung vorgesehen sind, zum Abschirmen der Mikrostreifenleitung bereitstellt, eine Öffnung in der ersten Massefläche in einem vorbestimmten Abstand zum Ende der Streifenleitung zum Auskoppeln eines hochfrequenten Signals vorsieht, eine Durchkontaktierungseinrichtung zum leitfähigen Verbinden der ersten Massefläche mit der zweiten Massefläche in der Peripherie der Mikrostreifenleitung zum Abschirmen derselben aufweist (z.B. durch sogenannte Vias) und eine planare Kopplungseinrichtung zum Aufnehmen und Übertragen des hochfrequenten Nutzsignals bereitstellt, wobei die Durchkontaktierungseinrichtung derart strukturiert und/oder dimensioniert ist, dass bei gegebener Frequenz des Nutzsignals im wesentlichen keine ausbreitungsfähigen bzw. resonanzfähigen Hohlleitermoden im Substrat auftreten.

[0018] In den Unteransprüchen finden sich vorteilhafte Weiterbildungen und Verbesserungen der in Anspruch 1 angegebenen Vorrichtung.

[0019] Erfindungsgemäß weitet sich die Struktur der Durchkontaktierungseinrichtung im Bereich der Kopplungsöffnung auf. Dies erbringt den Vorteil, dass die Ankopplung an ein Abstrahlelement (Patch) durch die abschirmende Durchkontaktierungseinrichtung im Bereich der Kopplungsöffnung nicht behindert wird.

[0020] Erfindungsgemäß ist ein Abstand a zwischen gegenüberliegenden Durchkontaktierungseinrichtungen im Bereich der Mikrostreifenleitung kleiner als der Quotient aus $c_0 \div (2 \cdot f \cdot \sqrt{\epsilon_r})$, wobei c_0 für die Lichtgeschwindigkeit im Vakuum, ϵ_r für die dielektrische Permittivität des Substrats und f für die Frequenz eines Nutzsignals steht. Dadurch wird auf vorteilhafte Weise verhindert, dass ein erster ausbreitungsfähiger Hohlleitermode eines Rechteckhohlleiters, der hier näherungsweise vorliegt (TE₁₀-Mode), ein Mode mit transversal elektrischem (TE) Feld im Querschnitt gebildet wird.

[0021] Gemäß einer weiteren bevorzugten Weiterbildung besteht zwischen der Breite B zwischen gegenüberliegenden Durchkontaktierungseinrichtungen im Bereich der Kopplungsöffnung und der Länge L der Durchkontaktierungseinrich-

tung im Bereich der Kopplungsöffnung folgender Zusammenhang

$$L < \frac{1}{\sqrt{\left(\frac{2 \cdot f_{\text{res}} \cdot \sqrt{\epsilon_r}}{c_0}\right)^2 - \left(\frac{1}{B}\right)^2}},$$

wobei c_0 für die Lichtgeschwindigkeit im Vakuum, ϵ_r für die dielektrische Permittivität des Substrats und f_{res} für eine Resonanzfrequenz eines anregbaren Hohlleitermodes steht, welche oberhalb eines Nutzschnalfrequenzbandes vorzusehen ist. Dies ist ein Vorteil für die Dimensionierung der Durchkontaktierungs- bzw. Via-Wände im Bereich des Koppelschlitzes, da auf diese Weise vermieden wird, dass unerwünschte Resonanzfrequenzen Hohlraumresonanzen innerhalb der Schirmwände im Bereich des Koppelschlitzes bilden.

[0022] Gemäß einer weiteren bevorzugten Weiterbildung weist die Resonanzfrequenz einen größeren Abstand als etwa einige Prozent oberhalb vom Nutzschnalfrequenzband auf. Auf diese Weise wird eine sichere Vermeidung von Resonanzerscheinungen gewährleistet.

[0023] Gemäß einer weiteren bevorzugten Weiterbildung ist die Vorrichtung für Nutzsignale in einem Frequenzband zwischen 20 GHz und 30 GHz dimensioniert. So ist die Vorrichtung beispielsweise für den Einsatz in einem SRR(short range radar)-Anwendungsfall geeignet.

[0024] Gemäß einer weiteren bevorzugten Weiterbildung besteht die Durchkontaktierungseinrichtung aus diskreten Durchkontaktierungselementen, welche lateral benachbart zueinander, vorzugsweise eine elektromagnetisch abschirmende Wand bildend, angeordnet sind. Dies birgt den Vorteil einer guten Abschirmung bei kostengünstig herzustellenden Durchkontaktierungselementen, wobei sich die Wahl des Abstandes nach der Frequenz richtet.

[0025] Gemäß einer weiteren bevorzugten Weiterbildung sind die diskreten Durchkontaktierungselemente rund und/oder zylinderförmig gebildet. Eine einfache Herstellung kann dadurch gewährleistet werden.

[0026] Gemäß einer weiteren bevorzugten Weiterbildung bildet die Durchkontaktierungseinrichtung eine durchgängige Wand. Dies bietet den Vorteil einer geschlossenen Abschirmeinrichtung, beispielsweise in Form einer metallischen Schicht, welche nahezu keinerlei elektromagnetische Ein- bzw. Auskopplungen zulässt.

[0027] Gemäß einer weiteren bevorzugten Weiterbildung ist im Bereich longitudinal benachbart des Endes der Streifenleitung die Durchkontaktierungseinrichtung durchgängig vorgesehen.

[0028] Von Vorteil ist dabei eine vollständige Abschirmung der Streifenleitung.

[0029] Gemäß einer weiteren bevorzugten Weiterbildung ist im Bereich longitudinal benachbart des Endes der Streifenleitung die Durchkontaktierungseinrichtung mit einer Lücke versehen. Dadurch wird bei leicht vermindertem Herstellungsaufwand kaum elektromagnetische Abstrahlung abgegeben bzw. aufgenommen.

[0030] Gemäß einer weiteren bevorzugten Weiterbildung ist die Mikrostreifenleitung näher an der mit der Kopplungsöffnung versehenen Massefläche als an der anderen Massefläche im Substrat angeordnet oder umgekehrt. Dies birgt den Vorteil einer unsymmetrischen Struktur, welche z.B. bei Ankopplung einer weiteren Mikrostreifenleitung über die Kopplungsöffnung vonnöten ist.

[0031] Erfindungsgemäß ist die Mikrostreifenleitung in etwa äquidistant zwischen der mit der Kopplungsöffnung versehenen Massefläche und der anderen Massefläche im Substrat angeordnet. Dies stellt den Vorteil einer einfachen Anordnung bereit.

[0032] Gemäß einer weiteren bevorzugten Weiterbildung bildet die planare Kopplungseinrichtung eine zweite Mikrostreifenleitung in einer anderen Ebene, welche unter galvanischer Trennung zur elektromagnetischen Ankopplung dieser weiteren Mikrostreifenleitung vorgesehen ist. Auf diese Weise wird eine Signalübertragungseinrichtung unter galvanischer Trennung vorteilhaft bereitgestellt.

[0033] Gemäß einer weiteren bevorzugten Weiterbildung sind beide Mikrostreifenleitungen im wesentlichen gleichartig ausgebildet und überlappen sich in longitudinaler Richtung um einen zweifachen vorbestimmten Abstand, welcher vorzugsweise in etwa der halben Wellenlänge des koppelnden Nutzsignals entspricht. Somit wird eine maximale elektromagnetische Kopplung zwischen den zwei Mikrostreifenleitungen sichergestellt.

[0034] Gemäß einer weiteren bevorzugten Weiterbildung ist die Kopplungsöffnung parallel der Masseflächen schlitzförmig und/oder rechteckförmig vorgesehen. Dies ermöglicht ein einfaches kostengünstig herzustellendes Kopplungsöffnungs-Layout in der Massefläche und bietet eine gute Aus- bzw. Einkopplung durch den Schlitz.

ZEICHNUNGEN

[0035] Ausführungsbeispiele der Erfindung sind in den Zeichnungen dargestellt und in der nachfolgenden Beschrei-

bung näher erläutert.

Es zeigen:

- 5 **[0036]**
- Fig. 1 eine Schrägansicht eines Ausschnitts zur Erläuterung einer ersten Ausführungsform der vorliegenden Erfindung;
- 10 Fig. 2 eine Schrägansicht zur Erläuterung der ersten Ausführungsform der vorliegenden Erfindung;
- Fig. 3 eine Draufsicht einer schematischen Abstrahlvorrichtung zur Erläuterung einer zweiten Ausführungsform der vorliegenden Erfindung;
- 15 Fig. 4 ein Simulationsschaubild zur Erläuterung der Funktionsweise der mit Bezug auf Fig. 3 erläuterten Abstrahlvorrichtung;
- Fig. 5A,B eine schematische Darstellung einer galvanisch getrennten Kopplungseinrichtung zur Erläuterung einer dritten Ausführungsform der vorliegenden Erfindung, wobei Fig. 5A einen Längsschnitt und Fig. 5B einen Querschnitt entlang der Schnittebene A verdeutlicht;
- 20 Fig. 6A,B eine schematische Darstellung eines üblichen schlitzgekoppelten Planarstrahlers, wobei Fig. 6A einen Längsschnitt und Fig. 6B eine Draufsicht verdeutlicht;
- 25 Fig. 7A,B eine schematische Darstellung der mit Bezug auf Fig. 6A, B dargestellten Anordnung mit einer zusätzlichen mechanischen Verstärkung, wobei Fig. 7A einen Längsschnitt und Fig. 7B eine Draufsicht verdeutlicht; und
- 30 Fig. 8A,B eine schematische Darstellung eines üblichen schlitzgekoppelten Planarstrahlers mit einer unsymmetrischen Triplate-Leitungsspeisung, wobei Fig. 8A einen Längsschnitt und Fig. 8B einen Querschnitt entlang der Schnittebene A verdeutlicht.

BESCHREIBUNG DER AUSFÜHRUNGSBEISPIELE

[0037] In den Figuren bezeichnen gleiche Bezugszeichen gleiche oder funktionsgleiche Bestandteile.

35 **[0038]** Fig. 1 zeigt eine schematische Schrägansicht einer schlitzgekoppelten Abstrahlvorrichtung zur Erläuterung einer ersten Ausführungsform der vorliegenden Erfindung.

[0039] In Fig. 1 ist eine Mikrostreifenleitung 10 in ein Substrat 11 eingebettet. Dieses Substrat ist vorzugsweise hochfrequenztauglich und weist z.B. eine low temperature cofired ceramic (LTCC) auf, welche gute dielektrische Eigenschaften bei einer niedrigen Dämpfung aufweist. Oberhalb der Mikrostreifenleitung 10, vorzugsweise parallel dazu, ist durch das Substrat 11 getrennt eine erste Massefläche 12 vorgesehen.

40 **[0040]** Der untere Abschluss der dargestellten Anordnung wird von einer zweiten Massefläche 13 gebildet, welche wie die erste Massefläche aus einem elektrisch leitfähigen Material, vorzugsweise ein Metall aufweisend, besteht. Die erste Massefläche 12 verfügt über eine Kopplungsöffnung 14, welche vorzugsweise rechteckig und/oder schlitzförmig vorgesehen ist, und welche mit Bezug auf ein abruptes Ende 10' der Mikrostreifenleitung 10 einen vorbestimmten Abstand d (nicht dargestellt) aufweist. Diese Kopplungsöffnung 14 ist in Y-Richtung mittig zu der Streifenleitung 10 bzw. dem Ende der Streifenleitung 10' und im rechten Winkel dazu verlaufend, ähnlich einem Kreuz, ausgerichtet. Der vorbestimmte Abstand in X-Richtung zwischen Schlitzöffnung 14 und dem Ende 10' der Streifenleitung 10 entspricht in etwa einem Viertel der Leitungswellenlänge, d.h. $\lambda/4$, des auf der Streifenleitung 10 übertragenen Nutzsignals f, welches bei diesem Beispiel eine Bandbreite des Frequenzbandes F im Bereich zwischen 20 GHz und 30 GHz aufweist.

50 **[0041]** Zwischen der oberen Massefläche 12, in welcher der Koppelschlitz 14 vorgesehen ist, und der unteren Massefläche 13 ist eine Durchkontaktierungseinrichtung 15 vorgesehen, welche gemäß der vorliegenden Ausführungsform aus einzelnen Durchkontaktierungselementen 15' besteht. Die einzelnen Durchkontaktierungselemente 15' sind vorzugsweise in etwa rund und/oder zylinderförmig ausgebildet und sehen eine palisadenwandähnliche Abschirmeinrichtung vor.

55 **[0042]** Eine planare Kopplungseinrichtung 16 dient im vorliegenden Fall als Planarstrahler, welcher durch das durch die Kopplungsöffnung 14 ausgekoppelte elektromagnetische Feld zu einer Resonanz angeregt wird. Die planare Kopplungseinrichtung 16 ist vorzugsweise parallel zur Kopplungsöffnung 14 ausgerichtet. Auch die Seitenkanten des hier rechteckförmig vorgesehenen Planarstrahlers 16 sind vorzugsweise parallel den Kanten der Kopplungsöffnung 14, d.h.

in X- und Y-Richtung, ausgerichtet. Gemäß der vorliegenden Ausführungsform weist die Mikrostreifenleitung 10 im Bereich des Koppelschlitzes 14 und vor dem abrupten Ende 10' der Streifenleitung einen Impedanztransformator 17 auf, welcher bei Bedarf zur Impedanzanpassung eingesetzt wird. Im Bereich des Koppelschlitzes 14 weitet sich die Durchkontaktierungseinrichtung 15 auf, um longitudinal benachbart des Endabschnitts 10' der Streifenleitung 10 wieder zusammen zu gehen und somit eine geschlossene Abschirmeinrichtung darstellt.

[0043] Zur Schirmung von solchen Triplate-Leitungen und folglich zur Vermeidung von ausbreitungsfähigen bzw. resonanzfähigen Hohlleitermoden im Substrat 11 ist eine Durchkontaktierungseinrichtung 15 oder auch durchgängig geschlossene Abschirmwände um die Streifenleitung 10 geeignet. Anstatt massive Wände vorzusehen, ist es in der Praxis von Vorteil, die Durchkontaktierungseinrichtung 15 in Form von einzelnen Durchkontaktierungen 15' (Vias) vorzusehen, die hochfrequenzseitig durch einen ausreichend geringen lateralen Abstand der Vias zueinander nahezu eine durchgängige elektrisch leitfähige Wand darstellen. Die maximale Schirmwirkung wird durch die richtige Dimensionierung von Abstand und Durchmesser der einzelnen Durchkontaktierungselemente 15' bestimmt. Um nun ausbreitungsfähige bzw. resonanzfähige Hohlleitermoden zu verhindern, darf der Abstand der Wände zueinander, d.h. beispielsweise der Abstand zwischen der auf der einen Seite der Streifenleitung 10 liegenden Durchkontaktierungseinrichtung zum Abstand der in Y-Richtung auf der anderen Seite der Streifenleitung liegenden Durchkontaktierungseinrichtung 15, einen bestimmten Wert nicht überschreiten.

[0044] Der erste ausbreitungsfähige Hohlleitermode eines Rechteckhohlleiters, der hier näherungsweise vorliegt, ist der TE_{10} -Mode, ein Mode mit transversal elektrischem (TE) Feld im Querschnitt betrachtet. Die Grenzfrequenz dieses Modes ist

$$f_g = \frac{c_0}{2a\sqrt{\epsilon_r}} \quad (1),$$

wobei C_0 der Lichtgeschwindigkeit im Vakuum ($C_0 = 3 \cdot 10^8$ m/s), a dem Abstand der Durchkontaktierungseinrichtungen 15 bzw. Via-Wände und ϵ_r der dielektrischen Permittivität des Substratmaterials entspricht. Folglich muss die Ungleichung

$$a < \frac{c_0}{2 \cdot f_g \cdot \sqrt{\epsilon_r}} \quad (2)$$

erfüllt sein, damit bis zur Frequenz f_g kein Hohlleitermode angeregt wird. Der Abstand a ist je nach elektrischer Auswirkung der Formgebung der Vias bzw. deren Abständen sowie des zusätzlichen (vergleichsweise geringen) Einflusses der Signalleitung 10 zu reduzieren.

[0045] Führt man nun diese Via-Wand 15 mit entsprechendem Abstand a parallel zur Signalleitung 10, so würde sich diese Wand 15 im Bereich der Kopplungsöffnung 14 mit dieser orthogonal ausgerichteten Koppelöffnung 14 schneiden, wodurch die Funktionsweise des Koppelschlitzes 14 und damit der Antenne bzw. Übertragungseinrichtung nicht mehr sichergestellt wäre. Daher ist es erforderlich, in der Umgebung des Koppelschlitzes 14 den Abstand der Via-Wände deutlich zu vergrößern, um ihn erst hinter dem Schlitz 14 im Bereich der leerlaufenden Signalleitung 10' wieder auf den ursprünglichen Wert herabsetzen zu können. Hinter dem leerlaufenden Ende 10' der Mikrostreifenleitung 10 wäre dann auch ein Zusammenführen der Via-Wände 15 möglich, jedoch nicht zwangsläufig erforderlich, da aufgrund des dort vorhandenen geringen Abstandes der Via-Wände keine Anregung von Substrat bzw. Hohlleitermoden möglich wäre. Um andererseits eine maximale Schirmwirkung zu erzielen und auch elektromagnetische Einkopplungen von außen in die Anordnung zu verhindern, führt man die Durchkontaktierungseinrichtung 15, d.h. die Wände, longitudinal benachbart der leerlaufenden Signalleitung 10' vorzugsweise zusammen.

[0046] Mit Bezug auf die Dimensionierung bzw. Strukturierung der Durchkontaktierungseinrichtung 15 bzw. der Via-Wände im Bereich der Kopplungsöffnung 14 muß berücksichtigt werden, dass bei Vergrößerung des Abstandes a dieser Wände die Grenzfrequenz f_g des Hohlleitermodes sinkt, und zwar im allgemeinen unter die Nutzfrequenz f der Antenne selbst, damit die Beeinträchtigung der Funktion der Kopplungsöffnung 14 durch die Via-Wände 15 minimal bzw. in einem Entwurf der Anordnung berücksichtigbar ist. Andererseits birgt dies die Gefahr in sich, dass sich innerhalb dieser Schirmwände 15 mit dem stark vergrößerten Abstand B im Bereich der Kopplungsöffnung 14 Hohlraumresonanzen bilden können, welche die Funktion der Antenne stark beeinträchtigen, wenn diese eventuell auftretenden unerwünschten Resonanzfrequenzen im Nutzfrequenzbereich liegen. Um dieses nun gezielt zu verhindern, ist die Länge L der Via-Wände 15 in X-Richtung im Bereich der Kopplungsöffnung bei dem vergrößerten Abstand B der Schirmwände 15 in Y-Richtung entsprechend zu wählen.

[0047] In einem vollständig geschlossenen, dielektrisch gefüllten, rechteckigen Hohlleiterresonator der Breite B, der Höhe H sowie der Länge L mit ideal leitenden elektrischen Wänden ergeben sich mögliche diskrete Resonanzfrequenzen gemäß folgendem Zusammenhang:

5

$$f_{res} = \frac{c_0}{2\sqrt{\epsilon_r}} \sqrt{\left(\frac{p}{L}\right)^2 + \left(\frac{m}{B}\right)^2 + \left(\frac{n}{H}\right)^2} \quad (3)$$

10

, wobei p, m und n ganzzahlige Indizes sind, c_0 die Vakuumlichtgeschwindigkeit und ϵ_r die dielektrische Permittivität des nichtleitenden Füllmaterials darstellt. Für den hier relevanten TE_{10} -Mode gilt $m = 1$ sowie $n = 0$, so dass die möglichen Resonanzfrequenzen zwar von der Breite B, aber nicht von der Höhe H abhängen. Der ganzzahlige Index p muss bei TE-Moden größer als Null sein. Daraus ergibt sich die erste anregbare Hohlraumresonanz des TE_{10} -Modes gemäß

15

$$f_{res} = \frac{c_0}{2\sqrt{\epsilon_r}} \sqrt{\left(\frac{1}{L}\right)^2 + \left(\frac{1}{B}\right)^2} \quad (4)$$

20

[0048] Im Entwurf der Antenne mit Schlitzkopplung und Via-Abschirmung 15 der Signalleitung 10 ist nun darauf zu achten, dass die Grenzfrequenz der hohlleiterähnlichen Resonanz gemäß Gleichung (1), wobei dann $a = B$ zu setzen ist, zwar unterhalb des Nutzfrequenzbandes F liegen darf, dass aber die erste Resonanzfrequenz gemäß Gleichung (4) oberhalb des Nutzfrequenzbandes F liegen muss, um eine Beeinträchtigung der Funktionsweise der Übertragungseinrichtung 16 und/oder Antenne zu verhindern.

25

[0049] Darüber hinaus ist bei vorliegender Ausführungsform gemäß Figur 1 bei der Dimensionierung der Abschirmeinrichtung bzw. der Durchkontaktierungseinrichtung 15 zu beachten, dass die Verwendung von diskreten Durchkontaktierungselementen 15' mit einem gewissen lateralen Abstand zueinander anstelle geschlossener metallischer Wände die Grenzfrequenz der Hohlleitermoden beeinflusst. Außerdem muss in Betracht gezogen werden, dass der Resonator im Bereich des Koppelschlitzes keine rundum geschlossenen Wände, wie im theoretischen Modell, besitzt, sondern großflächige Ein- und Auskopplungen beispielsweise im Bereich des Aufweitens der Via-Wände 15, welche die Resonanzfrequenz entsprechend beeinflussen. Auch der Koppelschlitz 14 selbst nimmt Einfluss auf die Resonanzfrequenz, ebenso wie die unterhalb der Kopplungsöffnung 14 leerlaufende Signalleitung 10, 10' selbst die Resonanzfrequenz abändern kann.

30

35

[0050] Fig. 2 zeigt eine schematische Schrägansicht zur Erläuterung der ersten Ausführungsform der vorliegenden Erfindung.

[0051] In Fig. 2 ist ein Ausschnitt der Anordnung gemäß Fig. 1 dargestellt. Die Mikrostreifenleitung 10 liegt eingebettet in einem dielektrischen Substrat zwischen einer ersten Massefläche 12 und einer zweiten Massefläche 13. Die beiden Masseflächen 12, 13 sind über elektrisch leitfähige Durchkontaktierungselemente 15', welche eine Durchkontaktierungseinrichtung 15 bzw. eine Abschirmeinrichtung bilden, miteinander verbunden. Gemäß der dargestellten Ausführungsform ist die Streifenleitung 10 planparallel und symmetrisch zwischen beiden parallelen Masseflächen 12 und 13, also in symmetrischer Triplate-Anordnung, vorgesehen. Vorzugsweise weist die Streifenleitung 10 einen in etwa rechteckförmigen Querschnitt auf, wohingegen die einzelnen jeweils lateral benachbarten Durchkontaktierungselemente 15' insbesondere zylinderförmig ausgebildet sind.

40

45

[0052] Fig. 3 zeigt eine schematische Draufsicht einer Abstrahlvorrichtung zur Erläuterung einer zweiten Ausführungsform der vorliegenden Erfindung.

[0053] In Fig. 3 ist eine erfindungsgemäße Abstrahlvorrichtung dargestellt, wobei sich diese im wesentlichen darin von der mit Bezug auf Fig. 1 dargestellten Ausführungsform unterscheidet, dass die Durchkontaktierungseinrichtung 15 im vorliegenden Fall nicht aus einzelnen Durchkontaktierungselementen 15', sondern aus durchgängigen elektrisch leitfähigen Wänden besteht, welche zwischen der ersten und der zweiten Massefläche diese elektrisch kontaktierend angeordnet sind. Dabei liegt das Nutzfrequenzband F vorzugsweise im Bereich von 22 GHz bis 26 GHz.

50

[0054] Die gemäß Fig. 3 dargestellte Triplate-Struktur ist unsymmetrisch, d.h. die Höhe des Substrats 11 über der Signalleitung 10 bis zur ersten Massefläche 12 beträgt $150 \mu\text{m}$, und die Höhe des Substrats 11 unterhalb der Signalleitung 10 bis zur zweiten Massefläche 13 beträgt z.B. $450 \mu\text{m}$ (beide Masseflächen in der Draufsicht gemäß Fig. 3 nicht dargestellt). Die Länge des Koppelschlitzes, d.h. seine Erstreckung in Y-Richtung, beträgt z.B. 2,6 mm, und die Dielek-

55

trizitätskonstante ϵ_r des keramischen Substratmaterials beträgt $\epsilon_r = 7,7$. Damit nun die Grenzfrequenz des Hohlleitermoden TE_{10} im Bereich der Signalleitung 10 mit kleinem Abstand a der Durchkontaktierungseinrichtung 15 bzw. der Via-Wände oberhalb des Nutzfrequenzbandes F liegt, muß der Abstand a gemäß Gleichung (2) kleiner als 2,46 mm betragen und wird beispielsweise zu $a = 1,9$ mm gewählt.

5 **[0055]** Damit die elektromagnetische Kopplung durch die Kopplungsöffnung 14 von der Abschirmeinrichtung 15 nicht beeinträchtigt wird, ist im Bereich des Koppelschlitzes 14 der Abstand der Via-Wände B auf beispielsweise 3,6 mm erhöht. Die Grenzfrequenz f_g des TE_{10} -Modus sinkt dadurch gemäß Gleichung (1) auf etwa 15 GHz. Damit nun die erste Resonanzfrequenz f_{res} dieses Modus oberhalb von beispielsweise 27 GHz liegt, um einen 1 GHz-Frequenzabstand zum Nutzfrequenzband F sicherzustellen, muss gemäß Gleichung (4) die Länge L kleiner als 2,4 mm gewählt werden. Um zusätzlich die oben genannten Beeinflussungen der Resonanzfrequenz f_{res} zu kompensieren, wird L im vorliegenden Ausführungsbeispiel vorzugsweise zu 1,2 mm gewählt.

10 **[0056]** In Fig. 4 ist der Amplitudenverlauf des Reflexionsfaktors als Simulationsergebnis einer Vollwellenanalyse der gesamten Antennenanordnung gemäß Fig. 3 dargestellt. Bei etwa 27,7 GHz zeigt sich deutlich eine Resonanz, da hier der Reflexionsfaktor eine hohe Amplitude aufweist, welche exakt der beschriebenen Hohlleiterresonanz des TE_{10} -Modus entspricht, welches durch eine Analyse zugehöriger Feldverteilungsbilder (nicht dargestellt) folgert. Zugleich zeigt sich im Nutzfrequenzband F zwischen 22 GHz und 26 GHz eine gute Reflexionsdämpfung, welche größer als 12 dB ist, und überdies ein sehr glatter Verlauf der Anpassung, woraus sich die Beeinträchtigung durch andere resonanzähnliche Effekte in diesem Frequenzbereich ausschließen lässt. Der Verlauf des Reflexionsfaktors lässt sich je nach Wunsch in großen Bereichen durch entsprechende Dimensionierungen bzw. Strukturierungen von planarer Kopplungseinrichtung 16 bzw.

20 **[0057]** Planarstrahler, Kopplungsöffnung 14 bzw. Koppelschlitz, Signalleitung 10 und Impedanztransformator 17 einstellen.

[0058] In Fig. 5A ist eine Kopplungseinrichtung eines elektromagnetischen Signals unter galvanischer Trennung dargestellt. Gemäß dieser dritten Ausführungsform der vorliegenden Erfindung sind zwei Mikrostreifenleitungen 10 in einem dielektrischen Substrat 11 durch eine mit einer Kopplungsöffnung 14 versehene Massefläche 12 getrennt. Die untere Streifenleitung 10 erstreckt sich in der Darstellung nach links und weist im Bereich benachbart der Kopplungsöffnung 14 ihr leerlaufendes Ende $10'$ auf, wohingegen die obere Streifenleitung 10 sich in der Zeichnung nach rechts erstreckt und ihr freilaufendes linkes Ende $10'$ im Bereich benachbart des Koppelschlitzes 14 aufweist. Die Anordnung ist punktsymmetrisch zum Zentrum des Koppelschlitzes 14 aufgebaut.

30 **[0059]** Im wesentlichen entspricht die Anordnung im unteren Bereich einer unsymmetrischen Triplate-Speisung, welche jedoch ihr ausgekoppeltes Feld nicht auf einen Planarstrahler (16, hier jedoch nicht dargestellt), sondern in eine weiterführende Streifenleitung 10 überträgt. Auf diese Weise wird folglich kein Antennenelement, sondern eine Kopplungseinrichtung bereitgestellt, welche über eine elektromagnetische Ankopplung eines Signals einer Streifenleitung in einer Ebene das Signal galvanisch getrennt an eine zweite Streifenleitung 10 in einer anderen Ebene überträgt. Die in Fig. 5A nicht dargestellte Durchkontaktierungseinrichtung bzw. Schirmwände sind im Bereich der Streifenleitung und insbesondere im Bereich der Kopplungsöffnung 14, wie oben beschrieben, strukturiert bzw. dimensioniert.

35 **[0060]** In Fig. 5B ist die Kopplungseinrichtung gemäß Fig. 5A im Querschnitt dargestellt, wobei auch hier die Durchkontaktierungseinrichtung zur Erhöhung der Übersichtlichkeit nicht illustriert ist, aber dennoch wie oben angeordnet ist.

[0061] Obwohl die vorliegende Erfindung vorstehend anhand bevorzugter Ausführungsbeispiele beschrieben wurde, ist sie darauf nicht beschränkt, sondern, im Rahmen der Ansprüche, auf vielfältige Weise modifizierbar.

40 **[0062]** Insbesondere sind die genannten Materialien für das dielektrische Substrat, die Masseflächen und die Streifenleitung beispielhaft zu sehen. Darüber hinaus ist die Gestaltung der Koppelschlitzes, der planaren Kopplungseinrichtung und der Streifenleitung nicht zwangsläufig rechteckig, sondern können auch runde, ovale oder polygonförmige Querschnitte bzw. Draufsichten aufweisen. Insbesondere die Durchkontaktierungseinrichtung bzw. Abschirmwände müssen nicht rechtwinklig zueinander verlaufen, sondern können abgerundete Übergänge aufweisen.

Patentansprüche

50 1. Vorrichtung zum Übertragen bzw. Abstrahlen hochfrequenter Wellen mit:

einer mit einem Ende ($10'$) versehene Mikrostreifenleitung (10) in einem Substrat (11) zum Übertragen eines hochfrequenten Nutzsignals;
einer ersten Massefläche (12) und einer zweiten Massefläche (13), welche auf entgegengesetzten Seiten des Substrats (11) vorgesehen sind, zum Bilden einer TEM-Wellenleiteranordnung;
55 einer Kopplungsöffnung (14) in der ersten Massefläche (12) in einem vorbestimmten Abstand (d) zum Ende ($10'$) der Streifenleitung (10) zum Auskoppeln des hochfrequenten Nutzsignals;
einer Durchkontaktierungseinrichtung (15) zum leitfähigen Verbinden der ersten Massefläche (12) mit der zwei-

ten Massefläche (13) in der seitlichen Peripherie der Kopplungsöffnung (14) ;
 wobei die Durchkontaktierungseinrichtung (15) derart gestaltet ist, dass sie bei gegebener Frequenz (f) des
 Nutzsignals die Ausbreitung von Hohlleitermoden sowie die Anregung von Hohlleitermoderesonanzen in einem
 Nutzfrequenzband (F) des Nutzsignals verhindert; und
 einer planaren Kopplungseinrichtung (16) zum Aufnehmen und Übertragen bzw. Abstrahlen des ausgekoppelten
 hochfrequenten Nutzsignals;

dadurch gekennzeichnet, dass

die Durchkontaktierungseinrichtung (15), geformt als zwei Wände, von beiden Seiten und parallel zur Mikro-
 streifenleitung (10), sich über eine bestimmte Länge erstreckt in jeden der Bereiche vor, im Bereich von, und,
 beim Ende (10'), nach der Kopplungsöffnung (14), wobei die Wände vor und nach der Kopplungsöffnung (14)
 einen gegenseitigen Abstand (a) zeigen, mit $a < c_0 / (2f \sqrt{\epsilon_r})$, wobei c_0 die Lichtgeschwindigkeit im Vakuum
 ist und ϵ_r die elektrische Permittivität des Substrats (11), und die Wände sich im Bereich der Kopplungsöffnung
 (14) verbreiten bis zu einem gegenseitigen Abstand (B).

2. Vorrichtung nach Anspruch 1,

dadurch gekennzeichnet,

dass zwischen dem größeren Abstand (B) der Wände der Durchkontaktierungseinrichtung (15) im Bereich der
 Kopplungsöffnung (14) und der Länge (L) der Durchkontaktierungseinrichtung im Bereich der Kopplungsöffnung

(14) folgender Zusammenhang besteht:

$$L < \frac{1}{\sqrt{\left(\frac{2 \cdot f_{\text{res}} \cdot \sqrt{\epsilon_r}}{c_0}\right)^2 - \left(\frac{1}{B}\right)^2}},$$

wobei f_{res} für eine Resonanzfre-

quenz eines anregbaren Hohlleitermoden steht, welche oberhalb des Nutzsignalfrequenzbandes (F) vorzusehen ist.

3. Vorrichtung nach Anspruch 2,

dadurch gekennzeichnet,

dass die Resonanzfrequenz (f_{res}) einen größeren Abstand als etwa einige Prozent oberhalb vom Nutzsignalfre-
 quenzband (F) aufweist.

4. Vorrichtung nach einem der vorangehenden Ansprüche,

dadurch gekennzeichnet,

dass die Vorrichtung für Nutzsignale in einem Nutzsignal-Frequenzband (F) zwischen 20 GHz und 30 GHz dimen-
 sioniert ist.

5. Vorrichtung nach einem der vorangehenden Ansprüche,

dadurch gekennzeichnet,

dass die Durchkontaktierungseinrichtung (15) aus diskreten Durchkontaktierungselementen (15') besteht, welche
 lateral benachbart zueinander eine Wand bildend angeordnet sind.

6. Vorrichtung nach Anspruch 5,

dadurch gekennzeichnet,

dass die diskreten Durchkontaktierungselemente (15') rund und/oder zylinderförmig gebildet sind.

7. Vorrichtung nach einem der vorangehenden Ansprüche 1-4,

dadurch gekennzeichnet,

dass die Durchkontaktierungseinrichtung (15) eine durchgängige Wand bildet.

8. Vorrichtung nach einem der vorangehenden Ansprüche,

dadurch gekennzeichnet,

dass die Durchkontaktierungseinrichtung (15) im Bereich longitudinal benachbart des Endes (10') der Streifenleitung
 (10) durchgängig vorgesehen ist.

9. Vorrichtung nach einem der vorangehenden Ansprüche,

dadurch gekennzeichnet,

dass die Durchkontaktierungseinrichtung (15) im Bereich longitudinal benachbart des Endes (10') der Streifenleitung

(10) mit einer Lücke vorgesehen ist.

10. Vorrichtung nach einem der vorangehenden Ansprüche,
dadurch gekennzeichnet,
5 **dass** die Mikrostreifenleitung (10) näher an der mit der Kopplungsöffnung (14) versehenen Massefläche (12) als an der anderen Massefläche (13) im Substrat (11) angeordnet ist oder umgekehrt.
11. Vorrichtung nach einem der vorangehenden Ansprüche 1-9,
dadurch gekennzeichnet,
10 **dass** die Mikrostreifenleitung (10) in etwa äquidistant zwischen der mit der Kopplungsöffnung (14) versehenen Massefläche (12) und der anderen Massefläche (13) im Substrat (11) angeordnet ist.
12. Vorrichtung nach einem der vorangehenden Ansprüche,
dadurch gekennzeichnet,
15 **dass** die Mikrostreifenleitung (10) im Bereich der Kopplungsöffnung (14) einen integrierten Impedanztransformator (17) aufweist.
13. Vorrichtung nach einem der vorangehenden Ansprüche,
dadurch gekennzeichnet,
20 **dass** die planare Kopplungseinrichtung (16) eine zweite Mikrostreifenleitung (10) in einer anderen Ebene bildet, welche unter galvanischer Trennung zur elektromagnetischen Ankopplung dieser weiteren Mikrostreifenleitung (10) vorgesehen ist.
14. Vorrichtung nach Anspruch 13,
dadurch gekennzeichnet,
25 **dass** die planare Kopplungseinrichtung (16) durch die Kopplungsöffnung (14) in Resonanz bringbar und damit zur Abstrahlung anregbar ist.
15. Vorrichtung nach Anspruch 14,
dadurch gekennzeichnet,
30 **dass** die Kopplungsöffnung (14) selbst in Resonanz bringbar und damit zur Abstrahlung anregbar ist.
16. Vorrichtung nach Anspruch 15,
dadurch gekennzeichnet,
35 **dass** beide Mikrostreifenleitungen (10) im wesentlichen gleichartig ausgebildet sind und sich in longitudinaler Richtung, um einen zweifachen vorbestimmten Abstand (d) überlappen, welcher vorzugsweise in etwa der halben Wellenlänge des koppelnden Nutzsignals entspricht.
17. Vorrichtung nach einem der vorangehenden Ansprüche,
dadurch gekennzeichnet,
40 **dass** die Kopplungsöffnung (14) parallel der Masseflächen (12, 13) schlitzförmig und/oder rechteckförmig vorgesehen ist.
18. Vorrichtung nach einem der vorangehenden Ansprüche,
45 **dadurch gekennzeichnet, dass** das Substrat (11) ein keramisches Material, vorzugsweise low temperature cofired ceramic (LTCC), aufweist.

Claims

- 50 1. Apparatus for transmission or emission of radio-frequency waves, having:
- a micro stripline (10), which is provided with an end (10'), in a substrate (11) for transmission of a radio-frequency useful signal;
- 55 a first ground plane (12) and a second ground plane (13), which are provided on opposite sides of the substrate (11), in order to form a TEM waveguide arrangement;
- a coupling opening (14) in the first ground plane (12) at a predetermined distance (d) from the end (10') of the stripline (10) for outputting the radio-frequency useful signal;

a through-contacting device (15) for conductive connection of the first ground plane (12) to the second ground plane (13) in the side periphery of the coupling opening (14);

wherein the through-contacting device (15) is designed such that, at a given frequency (f) of the useful signal, it prevents the propagation of waveguide modes and the excitation of waveguide mode resonances in a useful frequency band (f) of the useful signal;

and

a planar coupling device (16) for reception and transmission or emission of the output radio-frequency useful signal;

characterized in that

the through-contacting device (15), formed as two walls, extends from both sides and parallel to the micro stripline (10) over a specific length in each of the areas before, in the area of and at the end (10'), after the coupling opening (14), with the walls before and after the coupling opening (14) being at a distance (a) apart,

where $a < c_0 / (2f \sqrt{\epsilon_r})$, where c_0 is the speed of light in a vacuum, and ϵ_r is the electrical permittivity of the substrate (11), and the walls broaden in the area of the coupling opening (14) up to a mutual separation (B).

2. Apparatus according to Claim 1,

characterized in that

the following relationship exists between the greater distance (B) between the walls of the through-contacting device (15) in the area of the coupling opening (14) and the length (L) of the through-contacting device in the area of the coupling opening (14):

$$L < \frac{1}{\sqrt{\left(\frac{2 \cdot f_{res} \cdot \sqrt{\epsilon_r}}{c_0}\right)^2 - \left(\frac{1}{B}\right)^2}},$$

where f_{res} is a resonant frequency of a waveguide mode which can be excited and can be provided above the useful signal frequency band (F).

3. Apparatus according to Claim 2,

characterized in that

the resonant frequency f_{res} is more than a few per cent above the useful signal frequency band (F).

4. Apparatus according to one of the preceding claims,

characterized in that

the apparatus is designed for useful signals in a useful signal frequency band (F) between 20 GHz and 30 GHz.

5. Apparatus according to one of the preceding claims, **characterized in that**

the through-contacting device (15) is composed of discrete through-contacting elements (15') which are arranged laterally adjacent to one another, forming a wall.

6. Apparatus according to Claim 5,

characterized in that

the discrete through-contacting elements (15') are round and/or cylindrical.

7. Apparatus according to one of the preceding Claims 1-4,

characterized in that

the through-contacting device (15) forms a continuous wall.

8. Apparatus according to one of the preceding claims,

characterized in that

the through-contacting device (15) is provided in a continuous form in the area longitudinally adjacent to the end (10') of the stripline (10).

9. Apparatus according to one of the preceding claims,
characterized in that
the through-contacting device (15) is provided with a gap in the area longitudinally adjacent to the end (10') of the stripline (10).

5

10. Apparatus according to one of the preceding claims,
characterized in that
the micro stripline (10) is arranged closer to that ground plane (12) which is provided with the coupling opening (14) than to the other ground plane (13) in the substrate (11), or vice versa.

10

11. Apparatus according to one of the preceding Claims 1-9,
characterized in that
the micro stripline (10) is arranged approximately equidistant between that ground plane (12) which is provided with the coupling opening (14) and the other ground plane (13) in the substrate (11).

15

12. Apparatus according to one of the preceding claims,
characterized in that
the micro stripline (10) has an integrated impedance transformer (17) in the area of the coupling opening (14).

20

13. Apparatus according to one of the preceding claims,
characterized in that
the planar coupling device (16) forms a second micro stripline (10) on another plane, which is provided in a galvanically isolated form, for electromagnetic coupling of this further micro stripline (10).

25

14. Apparatus according to Claim 13,
characterized in that
the planar coupling device (16) can be caused to resonate by means of the coupling opening (14), and can therefore be excited for emission.

30

15. Apparatus according to Claim 14,
characterized in that
the coupling opening (14) can itself be made to resonate and can thus be excited for emission.

35

16. Apparatus according to Claim 15,
characterized in that
the two micro striplines (10) are designed to be essentially identical and overlap by twice a predetermined distance (d) in the longitudinal direction, which distance (d) preferably corresponds to approximately half the wavelength of the coupled useful signal.

40

17. Apparatus according to one of the preceding claims,
characterized in that
the coupling opening (14) is provided in the form of a slot and/or in the form of a rectangle parallel to the ground planes (12, 13).

45

18. Apparatus according to one of the preceding claims,
characterized in that
the substrate (11) has a ceramic material, preferably low temperature cofired ceramic (LTCC).

50

Revendications

1. Dispositif de transmission ou d'émission d'ondes à haute fréquence, qui présente :

55

un conducteur (10) en microruban doté d'une extrémité (10') et prévu dans un substrat (11) pour transmettre un signal utile à haute fréquence,
une première surface de masse (12) et une deuxième surface de masse (13) prévues sur des côtés opposés du substrat (11) de manière à former un système de guide d'onde TEM,
une ouverture de couplage (14) ménagée dans la première surface de masse (12) à une distance prédéterminée

(d) de l'extrémité (10') du conducteur (10) en ruban pour émettre le signal utile. à haute fréquence, un dispositif (15) de mise en contact qui relie de manière conductrice la première surface de masse (12) à la deuxième surface de masse (13) dans la périphérie latérale de l'ouverture de couplage (14), le dispositif (15) de mise en contact étant configuré de telle sorte qu'à une fréquence (f) donnée du signal utile, il empêche dans une bande (F) de fréquence utile du signal utile la propagation de modes en conducteur creux ainsi que l'excitation de résonances des modes en conducteur creux et un dispositif plan de couplage (16) qui reçoit et transmet ou émet le signal utile à haute fréquence émis,

caractérisé en ce que

dans la partie occupée par cette ouverture de couplage et à l'extrémité (10'), le dispositif (15) de mise en contact, configuré sous la forme de deux parois, s'étend des deux côtés et parallèlement au conducteur (10) en microruban sur une longueur définie dans chacune des parties situées en avant de l'ouverture de couplage (14),

en ce que les parois situées en amont et en aval de l'ouverture de couplage (14) présentent un écart mutuel (a), $a < c_0 / (2f\sqrt{\epsilon_r})$, c_0 étant la vitesse de la lumière dans le vide et ϵ_r la permittivité électrique du substrat (11) et

en ce que dans la zone occupée par l'ouverture de couplage (14), les parois s'évasent jusqu'à une distance mutuelle (B).

2. Dispositif selon la revendication 1, **caractérisé en ce qu'**entre la plus grande distance (B) entre les parois du dispositif (15) de mise en contact dans la zone de l'ouverture de couplage (14) et la longueur (L) du dispositif de mise en contact dans la zone occupée par l'ouverture de couplage (14), la relation suivante :

$$L < \frac{1}{\sqrt{\left(\frac{2 \cdot f_{res} \cdot \sqrt{\epsilon_r}}{c_0}\right)^2 - \left(\frac{1}{B}\right)^2}}$$

dans laquelle f_{res} représente la fréquence de résonance d'un mode en conducteur creux qui peut être excité et qui doit être prévue au-dessus de la bande (F) de fréquence du signal utile est satisfaite.

3. Dispositif selon la revendication 2, **caractérisé en ce que** la fréquence de résonance (f_{res}) présente une distance plus grande de quelques pourcent au-dessus de la bande (F) de fréquence du signal utile.
4. Dispositif selon l'une des revendications précédentes, **caractérisé en ce que** le dispositif est dimensionné pour des signaux utiles dans une bande (F) de fréquence du signal utile comprise entre 20 GHz et 30 GHz.
5. Dispositif selon l'une des revendications précédentes, **caractérisé en ce que** le dispositif (15) de mise en contact est constitué d'éléments distincts (15') de mise en contact qui sont disposés les uns à côté des autres en formant une paroi.
6. Dispositif selon la revendication 5, **caractérisé en ce que** les différents éléments (15') de mise en contact ont une forme circulaire et/ou cylindrique.
7. Dispositif selon l'une des revendications 1 à 4 qui précèdent, **caractérisé en ce que** le dispositif (15) de mise en contact forme une paroi qui peut être traversée.
8. Dispositif selon l'une des revendications précédentes, **caractérisé en ce que** le dispositif (15) de mise en contact peut être traversé dans sa partie voisine dans le sens de la longueur de l'extrémité (10') du conducteur en ruban (10).
9. Dispositif selon l'une des revendications précédentes, **caractérisé en ce que** le dispositif (15) de mise en contact est doté d'un trou dans la zone voisine longitudinalement de l'extrémité (10') du conducteur en ruban (10).
10. Dispositif selon l'une des revendications précédentes, **caractérisé en ce que** le conducteur (10) en microruban est disposé plus près de la surface de masse (12) dotée de l'ouverture de couplage (14) que de l'autre surface de masse (13) dans le substrat (11) ou inversement.
11. Dispositif selon l'une des revendications 1 à 9 qui précèdent, **caractérisé en ce que** le conducteur (10) en microruban

EP 1 547 192 B1

est disposé dans le substrat (11) en position sensiblement équidistante entre la surface de masse (12) dotée de l'ouverture de couplage (14) et l'autre surface de masse (13).

- 5
12. Dispositif selon l'une des revendications précédentes, **caractérisé en ce que** dans la zone occupée par l'ouverture de couplage (14), le conducteur (10) en microruban présente un transformateur d'impédance (17) intégré.
- 10
13. Dispositif selon l'une des revendications précédentes, **caractérisé en ce que** le dispositif plan de couplage (16) forme un deuxième conducteur (10) en microruban dans un autre plan doté d'une séparation galvanique et prévu pour coupler électromagnétiquement cet autre conducteur (10) en microruban.
- 15
14. Dispositif selon la revendication 13, **caractérisé en ce que** le dispositif plan de couplage (16) peut être mis en résonance par l'ouverture de couplage (14) et peut donc être excité à émettre.
- 20
15. Dispositif selon la revendication 14, **caractérisé en ce que** l'ouverture de couplage (14) peut elle-même être mise en résonance et peut être excitée à émettre.
- 25
16. Dispositif selon la revendication 15, **caractérisé en ce que** les deux conducteurs (10) en microruban ont des configurations essentiellement identiques et se superposent dans le sens de la longueur sur une double distance (d) prédéterminée qui correspond de préférence sensiblement à la moitié de la longueur d'onde du signal utile à coupler.
- 30
17. Dispositif selon l'une des revendications précédentes, **caractérisé en ce que** l'ouverture de couplage (14) est prévue en forme de fente et/ou de rectangle parallèles aux surfaces de masse (12, 13).
- 35
18. Dispositif selon l'une des revendications précédentes, **caractérisé en ce que** le substrat (11) présente un matériau céramique, de préférence une céramique cuite conjointement à basse température (LTCC - "low temperature cofired ceramic").
- 40
- 45
- 50
- 55

FIG 1

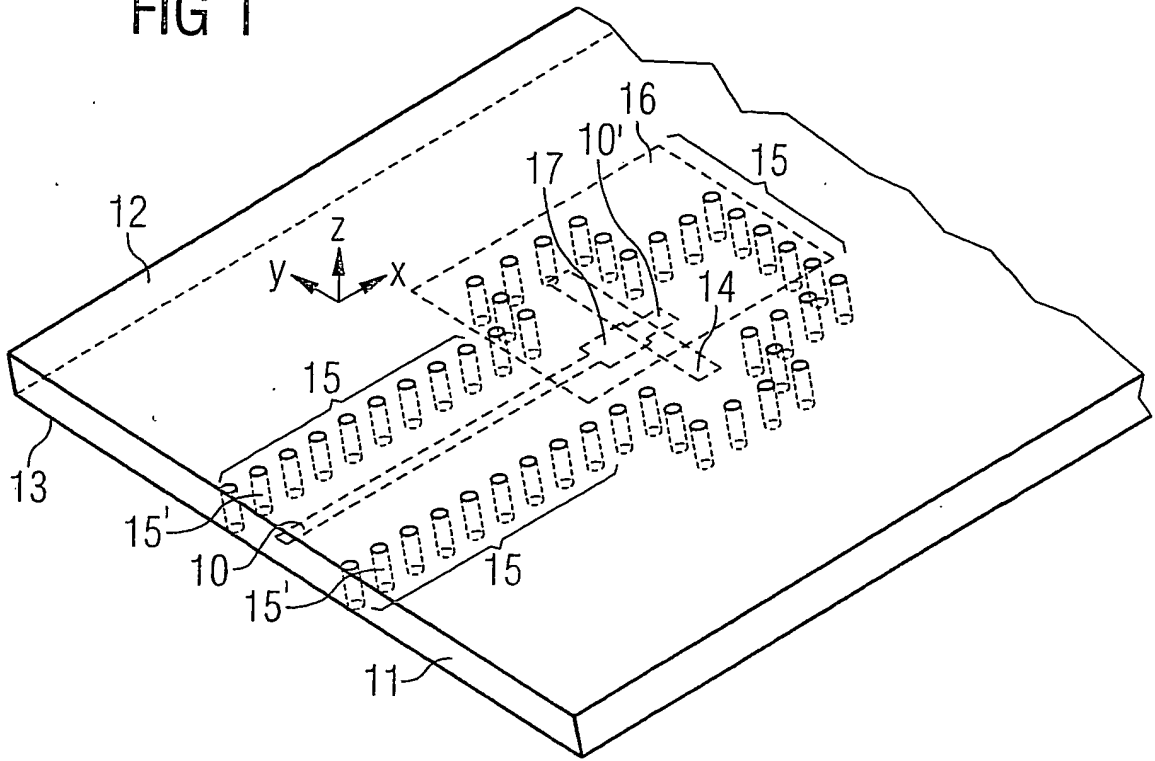


FIG 2

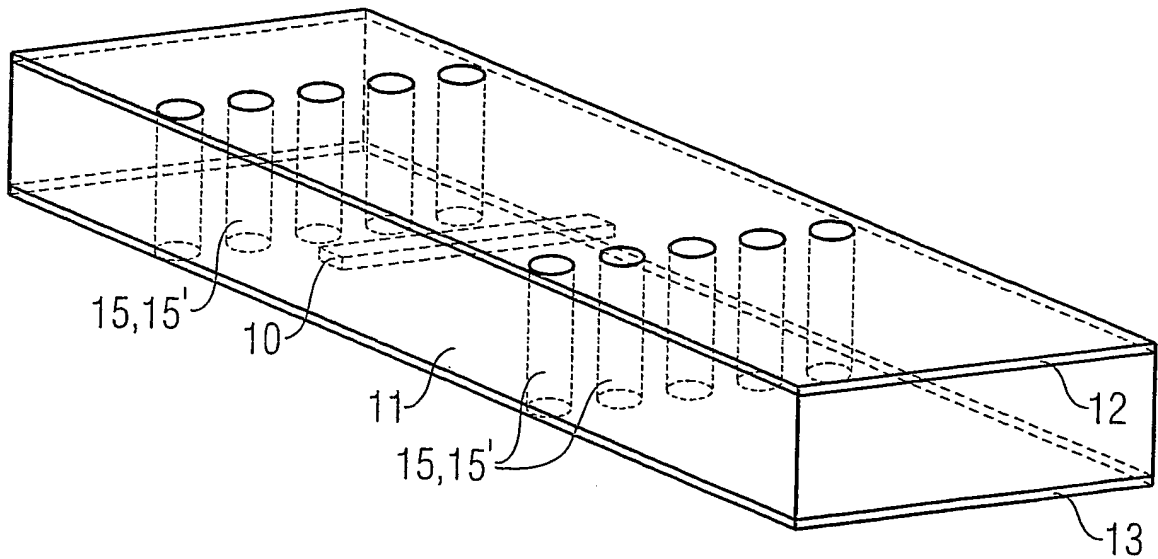


FIG 3

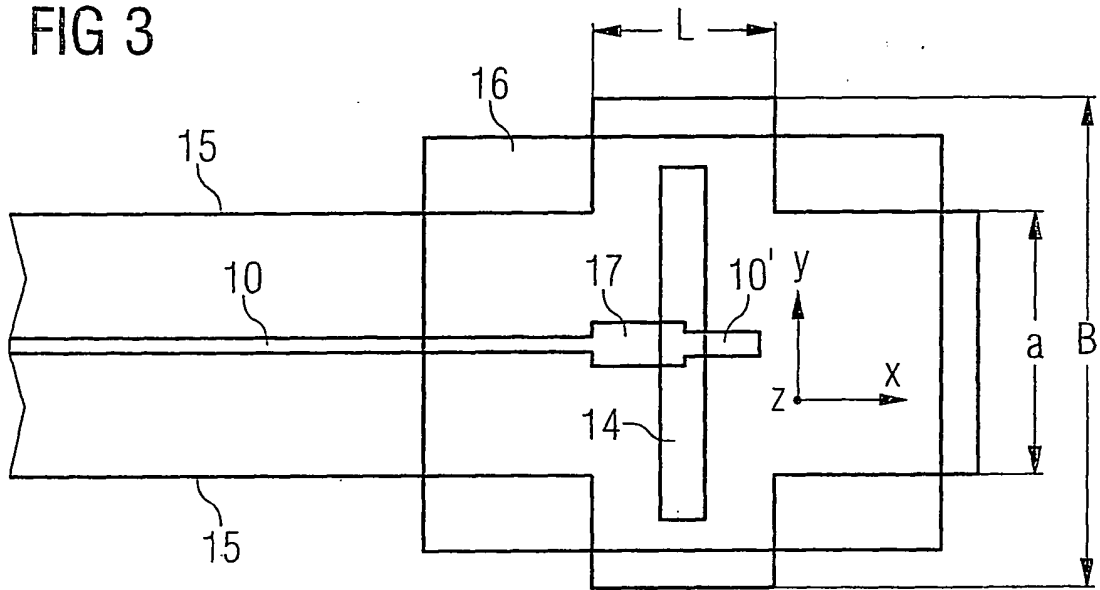


FIG 4

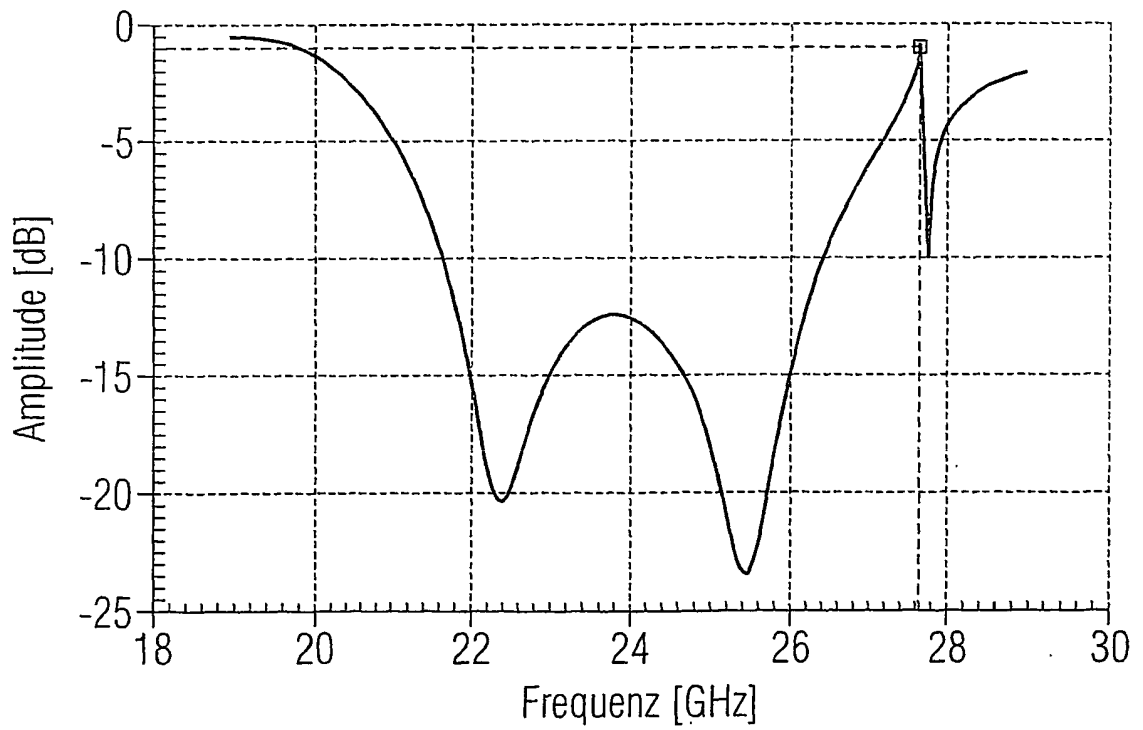


FIG 5A

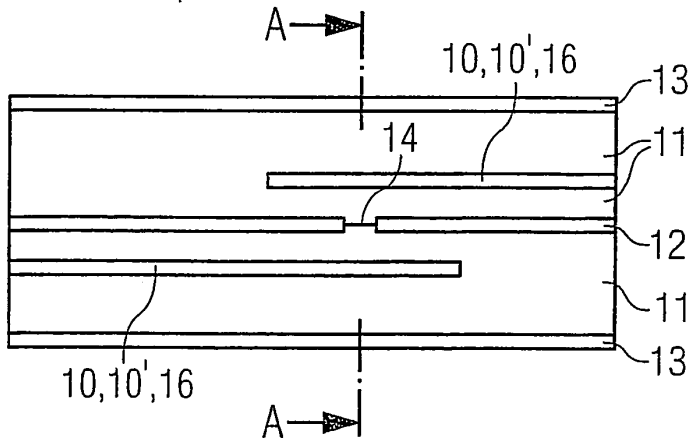


FIG 5B

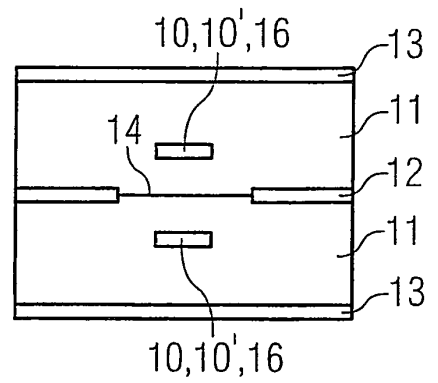


FIG 6A

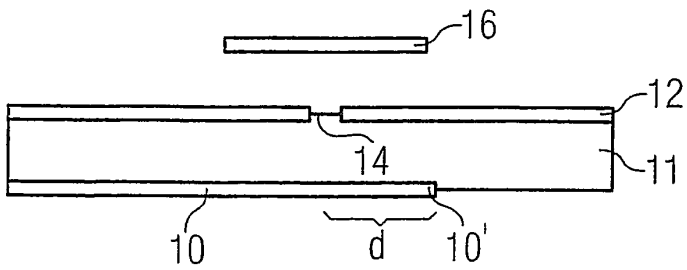


FIG 6B

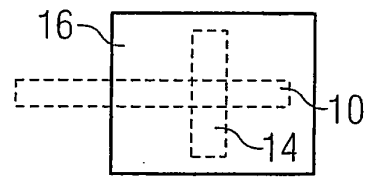


FIG 7A

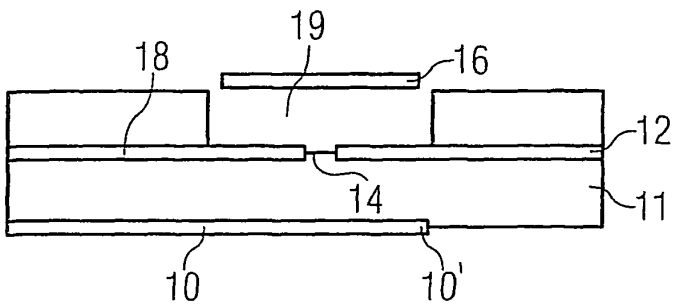


FIG 7B

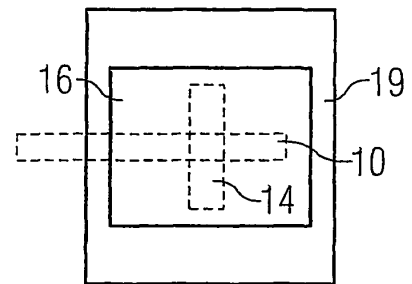


FIG 8A

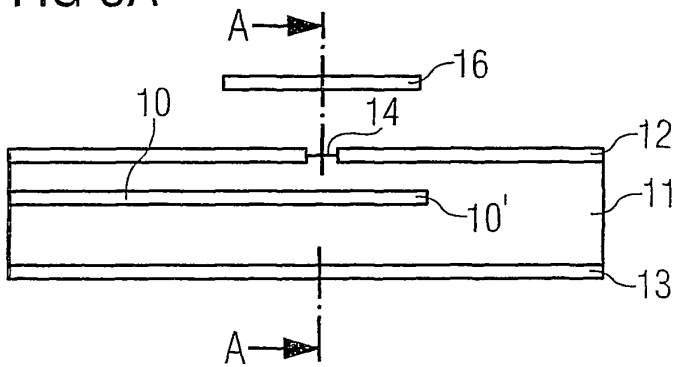
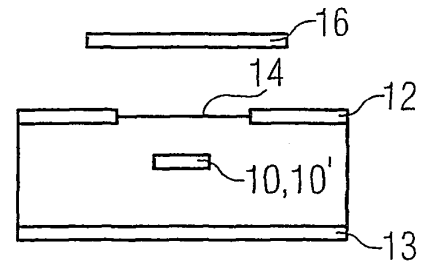


FIG 8B



IN DER BESCHREIBUNG AUFGEFÜHRTE DOKUMENTE

Diese Liste der vom Anmelder aufgeführten Dokumente wurde ausschließlich zur Information des Lesers aufgenommen und ist nicht Bestandteil des europäischen Patentdokumentes. Sie wurde mit größter Sorgfalt zusammengestellt; das EPA übernimmt jedoch keinerlei Haftung für etwaige Fehler oder Auslassungen.

In der Beschreibung aufgeführte Patentdokumente

- US 5801660 A [0002]
- JP 2000174515 A [0003]
- US 5414394 A [0005]
- GB 2007919 A [0006]

In der Beschreibung aufgeführte Nicht-Patentliteratur

- **BHATTACHARYYA et al.** ANALYSIS OF STRIP-LINE-FED SLOT-COUPLED PATCH ANTENNAS WITH VIAS FOR PARALLEL-PLATE MODE SUPPRESSION. *IEEE TRANSACTIONS ON ANTENNAS AND PROPAGATION*, 01. April 1998, vol. 46 (4), ISSN 0018-926X, 538-545 [0001]
- **ITO M. et al.** Low cost multi-layer ceramic package for flip-chip MMIC up to W-band. *MICROWAVE SYMPOSIUM DIGEST. 2000 IEEE MTT-S INTERNATIONAL BOSTON*, 11. Juni 2000, ISBN 0-7803-5687-X, 57-60 [0004]