



(12) **EUROPÄISCHE PATENTANMELDUNG**

(43) Veröffentlichungstag:
16.12.2015 Patentblatt 2015/51

(51) Int Cl.:
H01Q 13/02 (2006.01) **H01Q 21/00** (2006.01)
H01Q 21/06 (2006.01) **H01Q 19/08** (2006.01)
H01Q 15/08 (2006.01) **H01Q 15/24** (2006.01)

(21) Anmeldenummer: **15178569.8**

(22) Anmeldetag: **02.07.2013**

(84) Benannte Vertragsstaaten:
**AL AT BE BG CH CY CZ DE DK EE ES FI FR GB
GR HR HU IE IS IT LI LT LU LV MC MK MT NL NO
PL PT RO RS SE SI SK SM TR**
Benannte Erstreckungsstaaten:
BA ME

- **Wenzel, Dr. Michael**
21335 Lüneburg (DE)
- **Mössinger, Dr. Alexander**
72070 Tübingen (DE)
- **Seifried, Michael**
71155 Altdorf (DE)
- **Häußler, Dr. Christoph**
72762 Reutlingen (DE)
- **Friesch, Dr. Alexander**
72072 Tübingen (DE)

(30) Priorität: **03.07.2012 DE 102012013130**

(62) Dokumentnummer(n) der früheren Anmeldung(en)
nach Art. 76 EPÜ:
13734661.5 / 2 870 659

(71) Anmelder: **Lisa Dräxlmaier GmbH**
84137 Vilsbiburg (DE)

(72) Erfinder:
• **Oppenländer, Dr. Jörg**
72138 Kirchentellinsfurt (DE)

Bemerkungen:

Diese Anmeldung ist am 28.07.2015 als
Teilanmeldung zu der unter INID-Code 62 erwähnten
Anmeldung eingereicht worden.

(54) **ANTENNENSYSTEM ZUR BREITBANDIGEN SATELLITENKOMMUNIKATION IM GHZ
FREQUENZBEREICH MIT DIELEKTRISCH GEFÜLLTEN HORNSTRAHLERN**

(57) Die Erfindung betrifft ein Antennensystem mit mindestens vier Hornstrahlern, die vollständig mit einem Dielektrikum gefüllt sind. Entsprechend den dielektrischen Eigenschaften der Füllung steigt dann die effektive Wellenlänge in den Hörnern und diese sind in der Lage sehr viel größere Bandbreiten zu unterstützen als dies ohne Füllung der Fall wäre. Dielektrische Füllungen führen zwar zu parasitären Verlusten durch das Dielektrikum, doch insbesondere bei sehr kleinen Hörnern für Anwendungen im Ka-Band bleiben diese Verluste vergleichsweise klein. Die Dielektrizitätszahl des Dielektrikums ist so gewählt, dass die dielektrisch gefüllten Hornstrahler im frequenzmäßig niedrigsten Nutzband des Antennensystems noch optimal betrieben werden können.

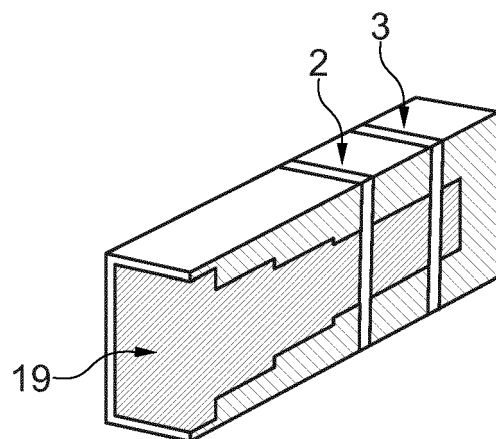


Fig. 7b

Beschreibung

[0001] Die Erfindung betrifft ein Antennensystem zur breitbandigen Kommunikation zwischen Erdfunkstellen und Satelliten, insbesondere für mobile und aeronautische Anwendungen.

[0002] Der Bedarf an drahtlosen Breitbandkanälen zur Datenübertragung mit sehr hohen Datenraten, insbesondere im Bereich der mobilen Satellitenkommunikation steigt ständig an. Es fehlt jedoch insbesondere im aeronautischen Bereich an geeigneten Antennen, welche insbesondere die für den mobilen Einsatz erforderlichen Bedingungen, wie geringe Abmessungen und geringes Gewicht, erfüllen können. Für die gerichtete, drahtlose Datenkommunikation mit Satelliten (z.B. im Ku- oder Ka-Band) bestehen zudem extreme Anforderungen an die Sendecharakteristik der Antennensysteme, da eine Störung benachbarter Satelliten zuverlässig ausgeschlossen werden muss.

[0003] In aeronautischen Anwendungen sind das Gewicht und die Größe des Antennensystems von sehr großer Bedeutung, da sie die Nutzlast des Flugzeugs verringern und zusätzliche Betriebskosten verursachen.

[0004] Das Problem besteht deshalb darin, möglichst kleine und leichte Antennensysteme zur Verfügung zu stellen, welche dennoch im Betrieb auf mobilen Trägern den regulatorischen Anforderungen an den Sende- und Empfangsbetrieb genügen.

[0005] Die regulatorischen Anforderungen an den Sendebetrieb ergeben sich z.B. aus den Normen 47 CFR 25.209, 47 CFR 25.222, 47 CFR 25.138, ITU-R M.1643, ITU-R S.524-7, ETSI EN 302 186 oder ETSI EN 301 459. Alle diese regulatorischen Vorschriften sollen sicherstellen, dass im gerichteten Sendebetrieb einer mobilen Satellitenantenne keine Störung benachbarter Satelliten auftreten kann. Hierzu werden typischerweise Envelopen (Hüllkurven bzw. Masken) maximaler spektraler Leistungsdichte in Abhängigkeit vom Abstandswinkel zum Zielsatelliten definiert. Die für einen bestimmten Abstandswinkel vorgegebenen Werte dürfen im Sendebetrieb des Antennensystems nicht überschritten werden. Dies führt zu strengen Anforderungen an die winkelabhängige Antennencharakteristik. Mit zunehmendem Abstandswinkel vom Zielsatelliten muss der Antennengewinn stark abfallen. Dies kann physikalisch nur durch sehr homogene Amplituden- und Phasenbelegungen der Antenne erreicht werden. Typischerweise werden daher Parabolantennen verwendet, die diese Eigenschaften aufweisen.

[0006] Für die meisten mobilen Anwendungen, insbesondere auf Flugzeugen, sind Parabolspiegel wegen ihrer Größe und wegen ihrer kreisförmigen Apertur allerdings nur sehr schlecht geeignet. Bei Verkehrsflugzeugen zum Beispiel werden die Antennen auf dem Rumpf montiert und dürfen daher wegen des zusätzlichen Luftwiderstandes nur eine möglichst geringe Höhe besitzen.

[0007] Antennen welche als Ausschnitte aus Paraboloiden ("bananenförmige Spiegel") ausgeführt sind, sind

zwar möglich, besitzen jedoch geometriebedingt nur eine sehr geringe Effizienz.

[0008] Antennenfelder, welche aus Einzelstrahlern aufgebaut sind und über geeignete Speisernetzwerke verfügen, können hingegen in beliebigen Geometrien und beliebigem Längen zu Seitenverhältnis ausgeführt werden, ohne dass die Antenneneffizienz darunter leidet. Insbesondere können Antennenfelder sehr geringer Höhe realisiert werden.

[0009] Bei Antennenfeldern tritt jedoch insbesondere dann, wenn das Empfangsfrequenzband und das Sendefrequenzband weit auseinander liegen (wie z.B. im Ka-Band mit Empfangsfrequenzen bei ca. 18 GHz - 21 GHz und Sendefrequenzen bei ca. 28 GHz - 31 GHz) das Problem auf, dass die Einzelstrahler der Felder eine sehr große Bandbreite unterstützen müssen.

[0010] Es ist bekannt, dass Hornstrahler die mit Abstand effizientesten Einzelstrahler in Feldern sind. Zudem können Hornstrahler breitbandig ausgelegt werden.

[0011] Bei Antennenfeldern, welche aus Hornstrahlern aufgebaut sind und mit reinen Hohlleiternetzwerken gespeist werden, tritt allerdings das bekannte Problem signifikanter parasitärer Nebenkeulen (sog. "grating lobes" oder "Gitterkeulen") im Antennendiagramm auf. Diese Gitterkeulen entstehen dadurch, dass die Strahlzentren (Phasenzentren) der Antennenelemente, welche das Antennenfeld bilden, wegen der Dimension der Hohlleiternetzwerke konstruktionsbedingt einen zu großen Abstand zueinander haben. Dies kann, insbesondere bei Frequenzen oberhalb etwa 20 GHz, unter bestimmten Strahlwinkeln zur positiven Interferenz der Antennenstrahler und damit zur unerwünschten Abstrahlung von elektromagnetischer Leistung in unerwünschte Raumwinkelbereiche führen.

[0012] Liegen Empfangs- und Sendefrequenz zudem frequenzmäßig weit auseinander und muss der Abstand der Strahlzentren aus regulatorischen Gründen gemäß der minimalen Nutzwellenlänge des Sendebandes ausgelegt werden, dann werden die Hornstrahler regelmäßig so klein, dass das Empfangsband von ihnen nicht mehr unterstützt werden kann.

[0013] Im Ka-Band beispielsweise liegt die minimale Nutzwellenlänge bei nur ca. 1cm. Damit die Strahlelemente des Antennenfeldes dicht liegen, also keine parasitären Nebenkeulen (Gitterkeulen) auftreten, darf die Aperturfläche eines quadratischen Hornstrahlers nur noch ca. 1cm x 1cm betragen. Konventionelle Hörner dieser Größe besitzen im Empfangsband bei ca. 18 GHz - 21 GHz jedoch nur noch eine sehr geringe Leistungsfähigkeit, da sie wegen des endlichen Öffnungswinkels nahe an der cut-off Frequenz betrieben werden müssen. Das Ka-Empfangsband können solche Hörner nicht mehr unterstützen oder ihre Effizienz nimmt in diesem Band sehr stark ab.

[0014] Zudem müssen die Hornstrahler im Allgemeinen zwei orthogonale Polarisationen unterstützen, was den geometrischen Spielraum weiter einschränkt, da ein orthomode Signalwandler, sogenannte Transducer, am

Hornausgang notwendig wird. Eine Ausführung der orthomode Signalwandler in Hohlleitertechnologie scheitert regelmäßig daran, dass bei höheren GHz Frequenzen nicht genügend Bauraum zur Verfügung steht.

[0015] Sind die Hornstrahler in Feldern dicht gepackt, dann besteht ein weiteres Problem darin, dass im zur Verfügung stehenden Bauraum hinter dem Hornfeld keine effizienten Speisenetzwerke mehr untergebracht werden können.

[0016] Es ist bekannt, dass Speisenetzwerke für Felder von Hornstrahlern, welche in Hohlleitertechnologie ausgeführt sind, nur sehr geringe dissipative Verluste erzeugen. Im optimalen Fall werden die einzelnen Hornstrahler der Felder von Hohlleiterkomponenten gespeist und das gesamte Speisenetzwerk besteht ebenfalls aus Hohlleiterkomponenten. Im Fall, dass das Empfangs- und das Sendeband frequenzmäßig weit auseinander liegen entsteht jedoch das Problem, dass konventionelle Hohlleiter die dann benötigte Frequenzbandbreite nicht mehr unterstützen können.

[0017] Beispielsweise beträgt im Ka-Band die benötigte Bandbreite mehr als 13 GHz (18 GHz - 31 GHz). Konventionelle Rechteckhohlleiter können eine solch große Bandbreite nicht effizient unterstützen.

[0018] Damit ergeben sich folgende Problemstellungen für mobile, insbesondere aeronautische Satellitenantennen geringer Größe, die simultan gelöst werden müssen:

1. regulatorisch konformes Antennendiagramm ohne parasitären Nebenkeulen (Gitterkeulen) im Sendefrequenzband, das den Betrieb der Antenne mit maximaler spektraler Leistungsdichte erlaubt,
2. Hohe Antenneneffizienz sowohl im Empfangsband als auch im Sendeband auch bei kleinen Einzelstrahlerdimensionen,
3. Effiziente Speisenetzwerke, welche einen möglichst geringen Bauraum in Anspruch nehmen und möglichst geringe dissipative Verluste erzeugen,
4. Möglichst kompakter und raumsparender Aufbau der Antenne bei gleichzeitig möglichst hoher Antenneneffizienz.

[0019] Werden diese Probleme durch eine geeignete Anordnung gelöst, dann kann auch dann, wenn nur ein begrenzter Bauraum für eine kleine Antenne zur Verfügung steht, ein leistungsfähiges System für große Bandbreiten zur Verfügung gestellt werden.

[0020] Es ist bekannt, dass mit Antennen welche als Felder von Einzelstrahlern ausgelegt sind, grating-lobe freie Antennendiagramme dann erzielt werden können, wenn die Phasenzentren der Einzelstrahler weniger als eine Wellenlänge der maximalen Nutzfrequenz auseinander liegen. Zudem ist bekannt, dass durch parabole Amplitudenbelegungen solcher Antennenfelder die

Nebenkeulen des Antennendiagramms unterdrückt werden können (z.B. J.D. Kraus und R.J. Marhefka, "Antennas: for all applications", 3rd ed., McGraw-Hill series in electrical engineering, 2002). Durch spezielle Amplitudenbelegungen kann ein bei gegebener Antennengröße optimal an die regulatorische Maske angepasstes Antennendiagramm erzielt werden (z.B. DE 10 2010 019 081 A1; Seifried, Wenzel et. al.).

[0021] Aus US 2006/0158382 A1 ist ein Hornstrahlerfeld bekannt, bei dem in die Einzelhornstrahler ein pyramidenförmiges Dielektrikum in die Mitte eingebracht werden kann, um die Richtwirkung der Antenne zu verbessern. GB 2 426 876 A zeigt ein Antennensystem mit mehreren Hornstrahlern, das mehrlagig aufgebaut ist, jedoch damit keine Trennung von unterschiedliche Polarisationen unterstützenden Mikrostreifenleitungen verbunden ist.

[0022] Die allgemeine Wirkung von Dielektrikum in Hornstrahlern ist in "Effects of Dielectrics on the Radiation Pattern of an Electromagnetic Horn", IEEE TRANSACTIONS ON ANTENNAS AND PROPAGATION, Bd. AP-18, Nr. 4, Juli 1970, XP001383946 in Bezug auf die Richtwirkung beschrieben. US 5 258 758, US 6 271 799 B1, US 2004/0095286 A1 und EP 0 108 463 A1 zeigen weitere Verbesserungsmöglichkeiten für Antennensysteme.

[0023] Die Aufgabe der Erfindung besteht darin, ein breitbandiges Antennensystem im GHz Frequenzbereich, insbesondere für aeronautische Anwendungen, zur Verfügung zu stellen, das einen regulatorisch konformen Sendebetrieb über eine große Bandbreite mit maximaler spektraler Leistungsdichte erlaubt und gleichzeitig im Empfangsbetrieb eine hohe Antenneneffizienz und ein geringes Eigenrauschen aufweist.

[0024] Diese Aufgabe wird durch das Antennensystem nach Anspruch 1 gelöst.

[0025] Erfindungsgemäß besteht das Antennensystem aus mindestens vier Hornstrahlern, die vollständig mit einem Dielektrikum gefüllt sind. Entsprechend den dielektrischen Eigenschaften der Füllung steigt dann die effektive Wellenlänge in den Hörnern und diese sind in der Lage sehr viel größere Bandbreiten zu unterstützen als dies ohne Füllung der Fall wäre. Dielektrische Füllungen führen zwar zu parasitären Verlusten durch das Dielektrikum, doch insbesondere bei sehr kleinen Hörnern bleiben diese Verluste vergleichsweise klein. So ist z.B. für Anwendungen im Ka-Band eine dielektrische Füllung mit einer Dielektrizitätszahl von ca. 2 ausreichend. Bei nur wenige Zentimeter tiefen Hörnern führt dies bei der Verwendung geeigneter Materialien zu Verlusten von < 0.2 dB.

[0026] Um den Hornstrahler zu füllen besteht das Dielektrikum pro gefüllten Hornstrahler aus zumindest drei geschichteten Teilen, wobei zwischen jeweils zwei Teilen des Dielektrikums eine der Speisungen des Hornstrahlers angeordnet ist.

[0027] In einer vorteilhaften Ausführungsform des Antennensystems ist die Dielektrizitätszahl (Permittivitäts-

zahl) des Dielektrikums mit dem die Hornstrahler gefüllt sind, so gewählt, dass die dielektrisch gefüllten Hornstrahler im frequenzmäßig niedrigsten Nutzband des Antennensystems noch optimal betrieben werden können. Die Voraussetzung hierzu ist, dass die zur niedrigsten Nutzfrequenz gehörende Wellenlänge im Dielektrikum noch genügend weit über der niedrigsten Betriebsfrequenz, welche durch die geometrischen Abmessungen des Hornstrahlers gegeben ist, entfernt ist.

[0028] Sind die Hornstrahler so ausgelegt, dass im Antennendiagramm oder wenigstens in einem Schnitt durch das Antennendiagramm des Antennensystems keine parasitären Nebenkeulen ("grating-lobes") auftreten, dann ist die Dimension der Apertur der Hornstrahler wenigstens in einer Richtung kleiner oder höchstens gleich der Wellenlänge λ_S einer Referenzfrequenz, welche im Sendeband der Antenne liegt.

[0029] Ist nun λ_E die Freiraumwellenlänge der niedrigsten Nutzfrequenz, dann gilt für die entsprechende Wellenlänge im Dielektrikum

$$\lambda_{E,Medium} = \frac{\lambda_E}{\sqrt{\epsilon}}, \quad (1)$$

wenn ϵ die Dielektrizitätszahl (Permittivitätszahl) des Dielektrikums bei der entsprechenden Frequenz bezeichnet.

[0030] Nun funktioniert ein Hornstrahler nur dann befriedigend, wenn zumindest eine Aperturdimension in der Nähe der Wellenlänge der niedrigsten Nutzfrequenz liegt, denn nur dann ergibt sich ein reguläres Antennendiagramm des Einzelstrahlers.

[0031] Somit muss

$$\lambda_{E,Medium} \approx \lambda_S \quad (2)$$

gelten, was zusammen mit Gleichung (1) zu der Bedingung

$$\epsilon \approx \left(\frac{\lambda_E}{\lambda_S} \right)^2 \quad (3)$$

führt.

[0032] Bedingung (3) gilt jedoch für einzelne isolierte Hornstrahler und ist für Antennensysteme, welche aus mehreren Hornstrahlern zusammengesetzt sind zu streng, da die gegenseitigen elektromagnetischen Kopplungen der Hornstrahler nicht berücksichtigt sind.

[0033] Werden die gegenseitigen Kopplungen berücksichtigt, dann hat sich gezeigt, dass es für ein Antennensystem, welches aus mehreren dielektrisch gefüllten Hornstrahlern besteht, optimal ist, wenn die Bedingung

$$\epsilon \geq \frac{\lambda_E}{\lambda_S} \quad (4)$$

erfüllt ist. Ist das Antennensystem entsprechend Bedingung (4) ausgelegt, dann kann das Antennensystem auch dann, wenn z.B. das Empfangs- und das Sendeband der Antenne frequenzmäßig weit auseinander liegen, über sehr gute Leistungsparameter verfügen.

[0034] Nach einer vorteilhaften Weiterentwicklung der Erfindung unterstützen die Einzelstrahler eine erste und eine zweite Polarisierung und die beiden Polarisierungen sind zueinander orthogonal.

[0035] Nach einer weiteren vorteilhaften Weiterentwicklung der Erfindung sind die erste und zweite Polarisierung lineare Polarisierungen.

[0036] Die Signale der beiden orthogonalen Polarisierungen werden in getrennten Speisernetzwerken geführt, was den Vorteil hat, dass mit Hilfe entsprechender Komponenten, wie z.B. Polarisatoren oder 90° Hybridkoplern, sowohl linear polarisierte Signale als auch zirkular polarisierte Signale gesendet, bzw. empfangen werden können.

[0037] Damit die Antennen eine möglichst geringe Größe besitzen können und trotzdem ein regulatorisch konformer Sendebetrieb mit maximaler spektraler Leistungsdichte möglich wird, ist zudem gemäß einer vorteilhaften Weiterentwicklung der Erfindung vorgesehen, dass zumindest ein Teil der Einzelstrahler so dimensioniert wird, dass für direkt benachbarte Einzelstrahler der Abstand der Phasenzentren der Einzelstrahler kleiner oder gleich der Wellenlänge der höchsten Sendefrequenz ist, bei der keine parasitären Nebenkeulen (grating-lobes) auftreten dürfen (Referenzfrequenz im Sendeband).

[0038] Befinden sich mindestens vier benachbarte Einzelstrahler zudem in verschiedenen direkt benachbarten Modulen, dann wird mindestens eine Richtung durch das Antennenfeld definiert, so dass für diese Richtung der Abstand der Phasenzentren der Einzelstrahler kleiner oder gleich der Wellenlänge der höchsten Sendefrequenz ist, bei der keine parasitären Nebenkeulen (grating-lobes) auftreten dürfen.

[0039] In dieser Richtung, vorzugsweise entlang einer geraden Linie durch das Antennenfeld, liegen direkt benachbarte Einzelstrahler dann dicht, so dass keine parasitären Nebenkeulen ("grating-lobes") im entsprechenden Schnitt durch das Antennendiagramm auftreten können. Andernfalls würden diese grating-lobes zu einer starken Reduktion der regulatorisch erlaubten spektralen Leistungsdichte führen.

[0040] Als Einzelstrahler kommen im Prinzip alle bekannten Strahlelemente, welche zwei orthogonale Polarisierungen unterstützen, in Frage. Dies sind z.B. rechteckige oder runde Hornstrahler.

[0041] Weiterhin vorteilhaft ist es, wenn die Module eine zumindest näherungsweise rechteckige Geometrie

besitzen, also $N_i = n_i \times n_k$ Einzelstrahler enthalten, wobei

N_i, n, i, l, k gerade Zahlen sind, $\sum_i N_i = N$ gilt und N

die Gesamtzahl der Einzelstrahler ist. Solche rechteckigen Module lassen sich in platzsparender Weise zu Antennenfeldern zusammensetzen. Zudem können die rechteckigen Module in relativ einfacher Weise mit binär aufgebauten Mikrostreifenleitungsnetzwerken gespeist werden.

[0042] Um Antennen mit möglichst geringen dissipativen Verlusten zu realisieren ist es vorteilhaft die Einzelstrahler als Hornstrahler auszubilden, die zu den verlustärtesten Antennen gehören. Dabei können sowohl Hornstrahler mit rechteckiger als auch mit runder Aperturöffnung verwendet werden. Falls in keinem Schnitt durch das Antennendiagramm grating-lobes auftreten sollen, sind Hornstrahler mit quadratischer Aperturöffnung vorteilhaft, wobei die Größe der Aperturöffnung dann so gewählt wird, dass der Abstand der Phasenzentren direkt benachbarter Hornstrahler kleiner oder gleich der Wellenlänge der höchsten Sendefrequenz als Referenzfrequenz ist, bei der keine grating-lobes auftreten dürfen.

[0043] Liegen die Hornstrahler des Antennensystems dicht und sind sie gestuft ausgeführt, dann sind in einer weiteren vorteilhaften Ausführungsform die Aperturen der Hornstrahler und die Stufen derart ausgelegt, dass die Hornstrahler sowohl im Empfangs- als auch im Sendeband der Antenne optimal funktionieren.

[0044] Dies kann dadurch erreicht werden, dass die Hornstrahler eine rechteckige Apertur besitzen, deren beide Kantenlängen kleiner oder höchstens gleich der Freiraumwellenlänge einer Referenzfrequenz sind, welche im Sendeband der Antenne liegt. Die für das Antennensystem zur Verfügung stehende Fläche wird so optimal ausgenutzt und ein maximaler Antennengewinn wird erzielt.

[0045] Damit die gestuften Hörner zudem im Empfangsband optimal angepasst sind, sind die Hornstrahler so ausgelegt, dass sie zwischen Apertur (Hornöffnung) und Hornende mindestens einen rechteckigen Querschnitt besitzen, für dessen längere Kante k_E gilt

$$k_E \geq \frac{\lambda_E}{2\sqrt{\epsilon}},$$

wobei λ_E die Freiraumwellenlänge der niedrigsten Nutzfrequenz, und ϵ die Dielektrizitätszahl (Permittivitätszahl) der dielektrischen Füllung bezeichnet. Damit ist gewährleistet, dass die niedrigste Nutzfrequenz (typischerweise die niedrigste Empfangsfrequenz) über der unteren Grenzfrequenz ("cut-off" Frequenz) des Hornstrahlers liegt.

[0046] Um auch im Sendeband eine optimale Anpassung zu erzielen, verfügen die Hornstrahler darüber hi-

naus dann an einer tiefer liegenden Stelle über einen weiteren rechteckigen Querschnitt, für dessen längere Kante k_T gilt

$$k_T \geq \frac{\lambda_T}{2\sqrt{\epsilon}},$$

wobei λ_T die Freiraumwellenlänge der höchsten Nutzfrequenz bezeichnet. Damit liegt auch am Hornende die höchste Nutzfrequenz der Antenne (typischerweise die maximale Sendefrequenz) über der "cut-off" Frequenz.

[0047] Um möglichst große Bandbreiten zu erzielen ist es zudem vorteilhaft, wenn die Einzelstrahler als Hornstrahlern so ausgebildet sind, dass sie in den beiden Polarisations Ebenen mit symmetrischen geometrischen Konstriktionen, d.h. Verengungen, ausgestattet sind und an ihrem Ausgang für jede der beiden orthogonalen Polarisationen getrennt über die zu der jeweiligen Polarisationsrichtung gehörende geometrische Konstriktion gespeist werden. Solche geometrischen Konstriktionen können die Bandbreite der Hörner stark vergrößern.

[0048] Liegen das Sende- und das Empfangsband frequenzmäßig weit auseinander dann sind, nach einer weiteren vorteilhaften Ausgestaltung der Erfindung, die Hornstrahler als gestufte Hörner ("Stufenhörner") ausgeführt. Mittels Einstellung der Breite und Länge der Stufen, sowie der Anzahl der Stufen, kann dann die Antenne an die jeweiligen Nutzfrequenzbänder optimal angepasst werden.

[0049] Um eine hohe Kreuzpolarisationsentkopplung zu erreichen ist es außerdem von Vorteil, wenn die Hornstrahler so ausgelegt sind, dass sie zwei orthogonale lineare Polarisationen unterstützen. Mit solchen Hornstrahlern können Isolationen von weit mehr als 40 dB erreicht werden. Insbesondere bei Signalkodierungen mit hoher spektraler Effizienz sind solche Isolationswerte erforderlich.

[0050] Eine weitere Verbesserung der Empfangsleistung, insbesondere bei sehr kleinen Hornstrahlern, kann dadurch erreicht werden, dass die einzelnen Hornstrahler mit einem dielektrischen Cross-Septum oder einer dielektrischen Linse ausgestattet werden. Die Einfügungsdämpfung (S_{11}) im Empfangsband kann durch solche Strukturen signifikant reduziert werden, und zwar auch dann, wenn die Aperturflächen der Einzelstrahler bereits so klein sind, dass eine Freiraumwelle ohne diese zusätzlichen dielektrischen Strukturen bereits fast vollständig reflektiert werden würde.

[0051] Da bei parallel gespeisten Einzelstrahlern die dissipativen Verluste, etwa durch eine dielektrische Füllung, nur einmal auftreten, sind nach einer weiteren vorteilhaften Weiterentwicklung der Erfindung die Hornstrahler des Antennenfeldes parallel gespeist. Am effektivsten ist dies dann, wenn die Mikrostreifenleitungen und die Hohlleiter als binäre Bäume aufgebaut sind, da die Anzahl der benötigten Leistungsteiler im allgemeinen

Fall beliebiger Werte der Gesamtzahl von Einzelstrahlern N und beliebiger Werte der Zahl der Einzelstrahler in einem Module N_i so minimal wird.

[0052] Die binären Bäume sind dabei im allgemeinen Fall weder vollständig noch vollständig symmetrisch.

[0053] Gilt jedoch nach einer vorteilhaften Weiterentwicklung der Erfindung für alle Module des Antennensystems oder zumindest für den größten Teil der Module $N_i = 2^{n_i}$, mit n_i einer ganzen Zahl, dann kann die Anzahl der benötigten Leistungsteiler weiter reduziert werden, weil dann jedenfalls ein Teil der binären Bäume vollständig ist.

[0054] Besonders günstig ist es, wenn zusätzlich $N = 2^n$, mit n einer ganzen Zahl, gilt. Dann können die Speisernetzwerke des Antennensystems als vollständige und vollständig symmetrische binäre Bäume ausgelegt werden und alle Einzelstrahler können gleich lange Speiseleitungen, d.h. auch gleichartige Dämpfungen, haben.

[0055] Weiterhin vorteilhaft ist es, wenn die Mikrostreifenleitungen sich auf einem dünnen Substrat befinden und in geschlossenen metallischen Hohlräumen geführt werden, wobei die Hohlräume typischerweise mit Luft gefüllt sind. Ein Substrat wird typischerweise dabei dann als dünn bezeichnet, wenn seine Dicke kleiner als die Breite der Mikrostreifenleitungen ist.

[0056] Dieser koaxialleitungsähnliche Aufbau mit typischerweise Luft als Füllung führt zu vergleichsweise verlustarmen Hochfrequenzleitungen. So hat sich gezeigt, dass die dissipativen Verluste solcher Leitungen z.B. bei Ka-band Frequenzen nur um zirka einen Faktor 5 bis 10 höher als die Verluste von Hohlleitern sind. Da diese Leitungen nur für vergleichsweise kurze Strecken verwendet werden, bleiben die absoluten Verluste vergleichsweise klein. Auch der Rauschbeitrag solcher Leitungen zum Eigenrauschen des Systems bleibt damit relativ klein.

[0057] Die Herstellung dicht gepackter Antennensysteme kann dadurch stark erleichtert werden, dass sie aus mehreren Lagen aufgebaut sind und sich die Mikrostreifenleitungsnetzwerke der beiden orthogonalen Polarisierungen zwischen unterschiedlichen Lagen befinden. Die Module des Antennensystems können dann aus wenigen Lagen zusammengebaut werden. Vorteilhafterweise sind die Lagen aus Aluminium oder ähnlichen elektrisch leitenden Werkstoffen, welche mit den bekannten Strukturierungsverfahren (Fräsen, Ätzen, Lasern, Drahterodieren, Wasserschneiden, etc.) strukturiert werden können. Die Mikrostreifenleitungsnetzwerke werden mit bekannten Ätzverfahren auf einem Substrat strukturiert.

[0058] Vorteilhafterweise werden die Hohlräume, durch welche die Mikrostreifenleitungen geführt werden, direkt mit den metallischen Lagen strukturiert. Werden die Hohlräume als Kerben oder Vertiefungen in der jeweils über und unter der Mikrostreifenleitung liegenden metallischen Lagen ausgeführt, dann liegt die Mikrostreifenleitung zusammen mit ihrem Substrat in einem Hohlraum, welcher aus zwei Halbschalen besteht. Die Wände des Hohlraums können elektrisch geschlossen

werden indem das Substrat mit elektrischen Durchkontaktierungen (Vias) versehen wird. "Zäune" von Vias können in solchen Anordnungen dabei den Verlust elektromagnetischer Leistung fast vollständig verhindern.

[0059] Liegen das Empfangs- und das Sendeband der Antenne frequenzmäßig sehr weit auseinander, dann kann es der Fall sein, dass Standard-Hohlleiter (Rechteckhohlleiter) die erforderliche Bandbreite nicht mehr unterstützen können. In diesem Fall ist es vorteilhaft, die Hohlleiter längs der Ausbreitungsrichtung der elektromagnetischen Welle mit geometrischen Konstriktionen (Verengungen) zu versehen. Durch solche Konstriktionen kann die Nutzbandbreite stark erhöht werden. Zahl und Anordnung der Konstriktionen hängen dabei von der Auslegung des Antennensystems ab.

[0060] Bei sehr großen Nutzbandbreiten sind sogenannte double-ridged Hohlleiter vorteilhaft, welche eine signifikant größere Bandbreite als Standard-Hohlleiter besitzen können. Diese Hohlleiter verfügen über eine geometrische Konstriktion parallel zur unterstützten Polarisationsrichtung, was die Entstehung parasitärer höherer Moden verhindert.

[0061] Bei sehr hohen Nutzfrequenzen oder sehr dicht liegenden Einzelstrahlern besteht eine vorteilhafte Weiterentwicklung der Erfindung darin, dass dielektrisch gefüllte Hohlleiter für die Hohlleiterspeisernetzwerke verwendet werden. Solche Hohlleiter benötigen wesentlich weniger Bauraum als luftgefüllte Hohlleiter. Je nach Anforderungen an den Bauraum kann dabei zusätzlich ein Teil oder ein ganzes Hohlleiternetzwerk aus dielektrisch gefüllten Hohlleitern bestehen. Auch eine teilweise Füllung ist möglich.

[0062] Zur weiteren Verarbeitung der Signale, z.B. durch Ankopplung eines rauscharmen Verstärkers ("Low-Noise Amplifier", LNA) an das Empfangs-Speisernetzwerk und/oder eines Leistungsverstärkers ("High Power Amplifier", HPA) an das Sende-Speisernetzwerk, kann es vorteilhaft sein die Speisernetzwerke mit Frequenz-Diplexern auszustatten. Solche Frequenz-Diplexer trennen das Empfangs- vom Sendeband. Hierbei sind insbesondere Hohlleiter-Diplexer vorteilhaft, weil sie eine sehr hohe Isolation erreichen können und zudem sehr dämpfungsarm sind.

[0063] An welcher Stelle die Frequenz-Diplexer in die Speisernetzwerke eingefügt werden, hängt vom jeweiligen Anwendungsfall ab. So ist z.B. denkbar, dass jedes Modul des Antennenfelds direkt an seinem Ausgang bzw. Eingang mit einem Diplexer ausgestattet wird. Am Ein- bzw. Ausgang dieser Diplexer liegen dann alle Signalkombinationen in reiner Form vor: Polarisation 1 im Empfangsband, Polarisation 2 im Empfangsband, Polarisation 1 im Sendeband und Polarisation 2 im Sendeband. Die Module können dann durch vier entsprechende Hohlleiterspeisernetzwerke miteinander verbunden werden. Diese Ausführungsform hat den Vorteil, dass die Hohlleiterspeisernetzwerke frequenzmäßig nicht sehr breitbandig sein müssen, weil sie jeweils lediglich für Signale des Empfangs- bzw. des Sendebandes ge-

eignet sein müssen.

[0064] Es ist jedoch auch denkbar, dass die Frequenz-Diplexer lediglich jeweils am Ein- bzw. Ausgang der Hohlleiternetzwerke angebracht werden. Eine solche Ausführungsform spart Bauraum, erfordert jedoch typischerweise eine breitbandige Auslegung der Hohlleiternetzwerke.

[0065] Für Anwendungen, bei denen in unterschiedlichen Polarisationen gesendet bzw. empfangen werden soll, oder bei Anwendungen, bei denen die Polarisation des Sende- bzw. des Empfangssignals dynamisch wechselt ("Polarization Diversity"), ist es vorteilhaft, wenn sowohl die intra-modularen Mikrostreifenleitungsnetzwerke als auch die inter-modularen Hohlleiternetzwerke so ausgelegt sind, dass sie simultan das Sende- und das Empfangsband unterstützen können.

[0066] Wird die Antenne mit Frequenz-Diplexern versehen, welche mit einer geeigneten Hochfrequenz-Schaltungsmatrix ("switching matrix") verbunden sind, dann ist das dynamische Umschalten zwischen den orthogonalen Polarisationen möglich ("polarization switching").

[0067] Solche Ausführungsformen sind insbesondere dann von Vorteil, wenn die Antenne in Satellitendiensten eingesetzt werden soll, welche mit der sog. "spot beam" Technologie arbeiten. Bei der "spot beam" Technologie entstehen auf der Erdoberfläche Abdeckungsgebiete (Zellen) relativ kleiner Fläche (typischer Durchmesser im Ka-Band ca. 200km -300km). Um in benachbarten Zellen dieselben Frequenzbänder verwenden zu können ("frequency re-use"), werden benachbarte Zellen lediglich durch die Polarisation der Signale unterschieden.

[0068] Bei Anwendung der Antenne auf sich schnell bewegendes Trägern, insbesondere auf Flugzeugen, finden dann typischerweise sehr viele und sehr schnelle Zellenwechsel statt und die Antenne muss in der Lage sein die Polarisation der Empfangs- bzw. Sendesignale schnell umzuschalten.

[0069] Wird die Antenne hingegen in Satellitendiensten eingesetzt, bei denen die Polarisation des Empfangs- bzw. Sendesignals fest ist und sich weder zeitlich noch geographisch ändert, dann ist es von Vorteil, wenn das erste intra-modulare Mikrostreifenleitungsnetzwerk und das zugehörige inter-modulare Hohlleiternetzwerk auf das Empfangsband der Antenne, und das zweite intra-modulare Mikrostreifenleitungsnetzwerk und das zugehörige inter-modulare Hohlleiternetzwerk auf das Sendeband des Antennensystems ausgelegt sind.

[0070] Diese Ausführungsform hat den Vorteil, dass die jeweiligen Speisernetzwerke auf das jeweilige Nutzfrequenzband optimiert werden können, und damit ein sehr verlustarmes Antennensystem sehr hoher Leistungsfähigkeit entsteht.

[0071] Sind die Strahlelemente des Antennensystems auf zwei orthogonale lineare Polarisationen ausgelegt, dann sind nach einer vorteilhaften Ausgestaltung der Erfindung die Speisernetzwerke mit sog. 90° Hybridkoplern ausgestattet. 90° Hybridkoppler sind dabei Vier-Tore welche zwei orthogonale linear polarisierte Signale in

zwei orthogonale zirkular polarisierte Signale umwandeln bzw. umgekehrt. Mit solchen Anordnungen ist es dann möglich, auch zirkular polarisierte Signale zu senden bzw. zu empfangen.

[0072] Alternativ hierzu kann das Antennenfeld zum Empfang und zum Senden zirkular polarisierter Signale auch mit einem sogenannten Polarisator ausgestattet werden. Typischerweise handelt es sich hierbei um geeignet strukturierte metallische Schichten ("Layer") welche in einer Ebene annähernd senkrecht zur Ausbreitungsrichtung der elektromagnetischen Welle liegen. Die metallische Struktur wirkt dabei derart, dass sie in einer Richtung kapazitiv und in der orthogonalen Richtung induktiv wirkt. Für zwei orthogonal polarisierte Signale bedeutet dies, dass den beiden Signalen ein Phasenunterschied aufgeprägt wird. Wird der Phasenunterschied nun so eingestellt, dass er beim Durchgang durch den Polarisator gerade 90° beträgt, dann werden zwei orthogonale linear polarisierte Signale in zwei orthogonale zirkular polarisierte Signale umgewandelt bzw. umgekehrt.

[0073] Um große Nutzbandsbreiten zu erhalten besteht der Polarisator vorteilhafterweise aus mehreren Schichten, welche in einem bestimmten Abstand (typischerweise im Bereich einer Viertel Wellenlänge) voneinander angebracht werden.

[0074] Eine besonders geeignete Ausführungsform des Polarisators ist ein Mehr-Lagen-Mäanderpolarisator. Hierbei werden mit den üblichen Strukturierungsverfahren metallische Mäanderstrukturen geeigneter Dimension auf einem typischerweise dünnen Substrat strukturiert. Die so strukturierten Substrate werden dann auf Schaumplatten geklebt, bzw. zu Sandwiches laminiert. Als Schäume kommen z.B. verlustarme geschlossenzellige Schäume wie Rohacell oder XPS in Frage.

[0075] Vorteilhaft ist hier eine Abfolge von Schaumplatten, Klebefolien und strukturierten Substraten aufeinanderzulegen und mit einer Presse zu verpressen. In relativ einfacher Weise entsteht dann ein geeigneter Polarisator geringen Gewichts.

[0076] Gemäß einer weiteren vorteilhaften Ausgestaltung der Erfindung werden sehr hohe Nutzbandsbreiten und hohe Kreuzpolarisations-Isolationen erreicht, wenn der Polarisator nicht genau senkrecht zur Ausbreitungsrichtung der elektromagnetischen Welle vor dem Antennenfeld angebracht wird, sondern leicht verkippt. In diesen Anordnungen ist der typische Abstand des Polarisators zur Aperturfläche des Antennenfeldes im Bereich einer Wellenlänge der Nutzfrequenz und der Kippwinkel gegenüber der Aperturebene im Bereich von 2° bis 10°.

[0077] Da das Antennendiagramm ("antenna pattern") des Antennensystems im Sendeband unter einer regulatorisch vorgegebenen Maske liegen muss, und bei kleinen Antennen nur dann mit hohen spektralen Leistungsdichten gesendet werden kann, wenn das Diagramm so nahe wie möglich an der Maske liegt, kann es von Vorteil sein, das Antennensystem mit einer Amplitudenbelegung ("aperture amplitude tapering") zu versehen. Insbesondere bei ebenen Aperturöffnungen sind hierzu pa-

rabole Amplitudenbelegungen der Apertur besonders geeignet. Parabole Amplitudenbelegungen sind dabei dadurch gekennzeichnet, dass die Leistungsbeiträge der Einzelstrahler vom Rand des Antennenfeldes zur Mitte hin zunehmen und sich z. B. ein parabel-ähnlicher Verlauf ergibt.

[0078] Solche Amplitudenbelegungen des Antennenfeldes führen zu einer Unterdrückung der Nebenkeulen im Antennendiagramm und damit zu einer höheren regulatorisch erlaubten spektralen Leistungsdichte.

[0079] Da die Nebenkeulen bei Anwendungen in geostationären Satellitendiensten nur entlang einer Tangente an den geostationären Orbit am Ort des Zielsatelliten unterdrückt werden müssen, wird die Amplitudenbelegung des Antennensystems vorzugsweise so gestaltet, dass sie zumindest entlang der Richtung durch das Antennensystem, in welcher die Strahlelemente dicht liegen, wirkt. Dabei liegen die Strahlelemente in der Richtung dicht, in welcher der Abstand der Phasenzentren der Einzelstrahler kleiner oder gleich der Wellenlänge der höchsten Sendefrequenz ist, bei der keine signifikanten parasitären Nebenkeulen (grating-lobes) auftreten dürfen.

[0080] Darüber hinaus sind weitere Vorteile und Merkmale der vorliegenden Erfindung aus der Beschreibung bevorzugter Ausführungsformen ersichtlich. Die dort beschriebenen Merkmale können alleinstehend oder in Kombination mit einem oder mehreren der oben erwähnten Merkmale umgesetzt werden. Die folgende Beschreibung der bevorzugten Ausführungsformen erfolgt dabei unter Bezugnahme auf die begleitenden Zeichnungen.

KURZE BESCHREIBUNG DER FIGUREN

[0081]

Fig. 1a-b zeigen schematisch ein erfindungsgemäßes Antennenmodul, welches aus einem Feld von 8 x 8 Einzelstrahlern besteht;

Fig. 2a-b zeigen beispielhafte Mikrostreifenleitungs- speisenetzwerke für ein 8 x 8 Antennenmodul;

Fig. 3a-d stellen schematisch den beispielhaften Aufbau einer erfindungsgemäßen Antenne aus Antennenmodulen und die Vernetzung der Module durch Hohlleiternetzwerke dar;

Fig. 4a-d zeigen den Detailaufbau eines einzelnen vierfach gezahnten ("quad-ridged") Hornstrahlers;

Fig. 5 stellen schematisch den Detailaufbau eines 2 x 2 Antennenmoduls aus vierfach gezahnten ("quad-ridged") Hornstrahlern dar;

Fig. 6a-b zeigen ein exemplarisches 8 x 8 Antennenmodul, welches aus dielektrisch gefüllten Hornstrahlern besteht;

Fig. 7a-d stellen den beispielhaften Detailaufbau eines einzelnen dielektrisch gefüllten Hornstrahlers dar;

Fig. 8 zeigt schematisch den Detailaufbau eines 2 x 2 Moduls aus dielektrisch gefüllten Hornstrahlern;

Fig. 9 zeigt ein erfindungsgemäßes Modul, das zur Verbesserung der Impedanzanpassung mit einem dielektrischen Gitter versehen ist;

Fig. 10a-b zeigen ein erfindungsgemäßes Modul in Lagentechnik;

Fig. 11a-d zeigen den Detailaufbau eines erfindungsgemäßen Moduls in Lagentechnik;

Fig. 12 zeigt schematisch das Vakuummodell eines erfindungsgemäßen Moduls;

Fig. 13 zeigt den exemplarischen Aufbau eines Hohlleiter-Leistungsteilers, welcher aus zweifachgezähnten ("double-ridged") Hohlleitern zusammengesetzt ist;

Fig. 14 zeigt schematisch eine Lage eines Polarisators;

Fig. 15a-b zeigen beispielhaft eine schematische Amplitudenbelegung eines erfindungsgemäßen Antennensystems und die daraus resultierende maximale regulatorisch konforme spektrale EIRP Dichte;

Fig. 16 zeigt einen möglichen Aufbau eines erfindungsgemäßen Antennensystems mit fester Polarisation des Sende- und des Empfangssignals in Form eines Blockdiagramms;

Fig. 17 zeigt einen möglichen Aufbau eines erfindungsgemäßen Antennensystems mit variabler Polarisation des Sende- und des Empfangssignals unter Verwendung von 90° Hybridkopplern in Form eines Blockdiagramms;

Fig. 18 zeigt schematisch den Aufbau eines erfindungsgemäßen Antennensystems mit variabler Polarisation des Sende- und des Empfangssignals unter Verwendung eines Polarisators in Form eines Blockdiagramms.

[0082] Die in den Zeichnungen dargestellten exemplarischen Ausführungsformen der Antenne und ihrer Komponenten werden im Folgenden näher erläutert.

[0083] Fig. 1 stellt eine beispielhafte Ausführungsform eines Antennenmoduls einer erfindungsgemäßen Antenne dar. Die Einzelstrahler 1 sind hier als rechteckige Hornstrahler ausgelegt, welche zwei orthogonale Polarisationen unterstützen können.

[0084] Die intra-modularen Mikrostreifenleitungsnetzwerke 2, 3 für die beiden orthogonalen Polarisationen befinden sich zwischen unterschiedlichen Lagen.

[0085] Das Antennenmodul besteht aus insgesamt 64 primären Einzelstrahlern 1 welche in einem 8 x 8 Antennenfeld angeordnet sind ($N_i = 64$). Die Dimensionen der Einzelstrahler und die Größe ihrer Aperturflächen ist dabei so gewählt, dass der Abstand der Phasenzentren der einzelnen Strahlelemente entlang beider Hauptachsen kleiner als $\lambda_{\min}$ ist, wobei $\lambda_{\min}$ die Wellenlänge der höchsten Nutzfrequenz bezeichnet. Durch diesen Abstand ist sichergestellt, dass im Antennendiagramm bis zur höchsten Nutzfrequenz (Referenzfrequenz) in keiner Richtung parasitäre Nebenkeulen, sog. "grating lobes", auftreten können.

[0086] Im exemplarischen Fall des in Fig. 1 gezeigten Antennenmoduls stellen beide Mikrostreifenleitungsnetzwerke einen 64:1 Leistungsteiler dar, da sie die Signale von 64 Einzelstrahlern zusammenführen. Eine beispielhafte interne Organisation der beiden Mikrostreifenleitungsnetzwerke ist in Fig. 2 dargestellt.

[0087] Es sind jedoch auch Ausführungsformen denkbar, für die die Module eine kleinere oder größere Zahl von Hornstrahlern umfassen. Für K/Ka-Band Antennen z.B. sind 4 x 4 Module optimal. Die Mikrostreifenleitungsnetzwerke stellen dann einen 16:1 Leistungsteiler dar, der die Signale von 16 Einzelstrahlern zusammenführt. Die Mikrostreifenleitungen werden in diesem Fall relativ kurz und ihr Rauschbeitrag bleibt daher klein.

[0088] Durch entsprechende Auslegung der Modulgrößen kann damit je nach Anwendung eine Antenne mit optimalen Leistungsparametern konstruiert werden. Vorteilhafterweise werden die Module nur so groß gemacht, wie erforderlich, um sie mit Hohlleitern speisen zu können. Der parasitäre Rauschbeitrag der Mikrostreifenleitungen wird dadurch minimiert.

[0089] Die beiden Mikrostreifenleitungsnetzwerke 2, 3 koppeln die zusammengeführten Signale jeweils nach Polarisationen getrennt in Mikrostreifen-zu-Hohlleiterkopplungen 4, 5 wie dies in Fig. 1b dargestellt ist. Durch diese Hohlleiterkopplungen 4, 5 kann eine beliebig große Zahl von Modulen mit Hilfe von Hohlleiternetzwerken effizient und dämpfungsarm zu einem erfindungsgemäßen Antennensystem verkoppelt werden.

[0090] Fig. 2 zeigt zwei beispielhafte Mikrostreifenleitungsnetzwerke 2, 3 zur Speisung der Einzelstrahler 1 des 8 x 8 Antennenmoduls der Fig. 1. Beide Netzwerke sind als binäre 64:1 Leistungsteiler ausgelegt.

[0091] Durch die beiden zueinander orthogonalen Mikrostreifen-zu-Hohlleiterkopplungen 6, 7 werden die orthogonal polarisierten Signale in die einzelnen Hornstrahler des 8 x 8 Moduls ein- bzw. ausgekoppelt. Das Summensignal wird an den Hohlleiterkopplungen 4a bzw. 5a in Hohlleiter ein- bzw. ausgekoppelt. Da die beiden Mikrostreifenleitungsnetzwerke 2, 3 typischerweise in zwei Ebenen übereinander liegen, befinden sich Hohlleiterdurchführungen 4b bzw. 5b ebenfalls auf der entsprechenden Platine, um einen Durchbruch und die Ver-

bindung zu den Hohlleiterkopplungen 4a bzw. 5a zu schaffen.

[0092] Die Mikrostreifenleitungsnetzwerke 2, 3 können mit allen bekannten Verfahren hergestellt werden. Wobei sich verlustarme Substrate für Antennen in besonderer Weise eignen.

[0093] Fig. 3 zeigt exemplarisch wie verschiedene Antennenmodule 8 zu erfindungsgemäßen Antennensystemen verkoppelt werden können.

[0094] Erfindungsgemäße Antennensysteme bestehen aus einer Anzahl M von Modulen, wobei M mindestens zwei sein muss. In Fig. 3 sind beispielhaft Module mit $N_i = 8 \times 8 = 64$ ($i = 1, \dots, 16$) Einzelstrahlern 1 dargestellt. M ist gleich 16 und die Module sind in einem 8 x 2 Feld angeordnet (vgl. Fig.3a), was eine rechteckige Antenne mit N

$$N = \sum_i N_i = 64 \times 16 = 1024 \text{ Einzelstrahlern ergibt.}$$

[0095] Andere Anordnungen der Module und andere Modulgrößen sind jedoch ebenfalls denkbar. So können die Module z.B. auch kreisförmig angeordnet werden. Auch müssen nicht alle Module die gleiche Größe (Anzahl der Einzelstrahler) besitzen.

[0096] Die Module 8 werden nun mit Hilfe der Hohlleiternetzwerke 9, 10 miteinander vernetzt. Hierzu werden die entsprechenden Hohlleitereinkoppelstellen 11, 12 der Hohlleiternetzwerke 9, 10 mit den entsprechenden Hohlleiterkopplungen 4, 5 (vgl. Fig. 1b) der einzelnen Module 8 verbunden.

[0097] Die Hohlleiternetzwerke 9, 10 selbst stellen jedes für sich einen M:1 Leistungsteiler dar, so dass die beiden orthogonal polarisierten Signale über die Summenports 13, 14 in das Antennensystem eingespeist bzw. aus dem Antennensystem ausgekoppelt werden können.

[0098] Je nach Anwendung und erforderlicher Frequenzbandbreite können für die Hohlleiternetzwerke 9, 10 verschiedenste Hohlleiter, wie z.B. konventionelle rechteckige oder runde Hohlleiter oder breitbandigere gezahnte ("ridged") Hohlleiter, zum Einsatz kommen. Auch dielektrisch gefüllte Hohlleiter sind denkbar.

[0099] So kann es z.B. vorteilhaft sein den Teil des Hohlleiternetzwerks, der direkt an die Hohlleiterkopplung 4, 5 anschließt, mit einem Dielektrikum zu füllen. Die Dimensionen der dielektrisch gefüllten Hohlleiter verringern sich dann erheblich, so dass deren Bauraumbedarf minimal wird.

[0100] Die in Fig. 3 dargestellte Antenne ist damit entsprechend Anspruch 1 aufgebaut:

Die Antenne besteht aus einem Antennenfeld von N Einzelstrahlern 1 wobei jeder Einzelstrahler 1 zwei unabhängige orthogonale Polarisationen unterstützen kann und N die Gesamtzahl der Einzelstrahler 1 des Antennenfeldes bezeichnet.

[0101] Zudem ist das Antennenfeld aus Modulen 8 aufgebaut, wobei jedes Modul N_i Einzelstrahler enthält und

$$\sum_i N_i = N_{\text{gilt.}}$$

[0102] Im Ausführungsbeispiel der Fig. 3 gilt dabei zusätzlich, dass jedes Modul $N_i = n_l \times n_k$ Einzelstrahler ent-

hält, N_i, n, i, l, k ganze Zahlen sind und $\sum_i N_i = N_{\text{gilt.}}$

[0103] Die Einzelstrahler 1 sind so dimensioniert (s. Fig. 1), dass für mindestens eine Richtung durch das Antennenfeld der Abstand der Phasenzentren der Hornstrahler kleiner oder gleich der Wellenlänge der höchsten Sendefrequenz ist, bei der keine grating-lobes auftreten dürfen.

[0104] Die Einzelstrahler 1 werden für jede der beiden orthogonalen Polarisierungen getrennt durch Mikrostreifenleitungen gespeist (s. Fig. 2, Mikrostreifen-zu-Hohlleiterkopplungen 6, 7).

[0105] Die Mikrostreifenleitungen der einen orthogonalen Polarisation sind zu dem ersten intra-modularen Mikrostreifenleitungsnetzwerk 2 verbunden und die Mikrostreifenleitungen der anderen orthogonalen Polarisation sind zu dem zweiten intra-modularen Mikrostreifenleitungsnetzwerk 3 verbunden.

[0106] Das erste intra-modulare Mikrostreifenleitungsnetzwerk 2 ist an das erste inter-modulare Hohlleiternetzwerk 9 angekoppelt und das zweite intra-modulare Mikrostreifenleitungsnetzwerk 3 ist an das zweite inter-modulare Hohlleiternetzwerk 10 angekoppelt, so dass das erste inter-modulare Hohlleiternetzwerk 9 alle Signale der einen orthogonalen Polarisation am ersten Summenport 13 zusammenführt und das zweite inter-modulare Hohlleiternetzwerk 10 alle Signale der anderen orthogonalen Polarisation am zweiten Summenport 14 zusammenführt.

[0107] Zudem sind die Mikrostreifenleitungsnetzwerke 2, 3 und die Hohlleiternetzwerke 9, 10 hier als vollständige und vollständig symmetrische binäre Bäume aufgebaut, so dass alle Einzelstrahler 1 parallel gespeist werden.

[0108] Die Figuren 3c und 3d zeigen eine physikalische Realisierung eines entsprechenden Antennensystems. Die Module 8 bestehen aus Einzelstrahler 1 und haben zwei unterschiedliche Größen, d.h. die Anzahl der Einzelstrahler 1 pro Modul 8 ist nicht für alle Module 8 gleich. Die mittleren vier Module 8 besitzen jeweils 8 Einzelstrahler 1 mehr als die anderen vier Module 8. Dies führt dazu, dass die Höhe des Antennensystems am linken und rechten Rand geringer ist als im mittleren Bereich. Solche Ausführungsformen sind insbesondere dann von Vorteil, wenn das Antennensystem optimal an ein aerodynamisches Radom angepasst werden muss.

[0109] Die Module 8 werden mit zwei Hohlleiternetzwerken 9 und 10 für jede Polarisation getrennt gespeist. Die Hohlleiternetzwerke 9, 10 befinden sich dabei in zwei getrennten Schichten hinter den Modulen und die Module werden mit den Hohlleiternetzwerken 9, 10 durch die Ein-

koppelstellen 11, 12 verbunden, welche an die Hohlleiterkopplungen der Module 4, 5, angekoppelt sind. Beide Hohlleiternetzwerke 9, 10 sind hier als Ausfräsungen realisiert.

[0110] Liegen nun das Sende- und das Empfangsband des Antennensystems frequenzmäßig weit auseinander, dann kann der Fall auftreten, dass die Dimensionen der Einzelstrahler 1 des Feldes so klein werden müssen, dass das tiefer liegende der beiden Frequenzbänder in die Nähe der Grenzfrequenz der Einzelstrahler 1 kommt, oder sogar darunter liegt. Konventionelle Hornstrahler zum Beispiel können dieses Frequenzband dann nicht mehr unterstützen oder ihre Effizienz nimmt stark ab.

[0111] So liegt z.B. bei einem K/Ka-Band Betrieb das Empfangsfrequenzband bei ca. 19GHz - 20GHz und das Sendefrequenzband bei ca. 29GHz - 30GHz. Um die Bedingung dafür, dass das Antennendiagramm im Sendeband frei von parasitären Nebenkeulen ("grating lobes") ist, zu erfüllen, darf die Apertur der Einzelstrahler 1 höchstens 1cm x 1cm groß sein ($\lambda_{\min}$ ist 1cm).

[0112] Konventionelle dual polarisierte Hornstrahler zum Beispiel mit einer Aperturöffnung von nur 1cm x 1cm funktionieren allerdings bei 19GHz - 20GHz ($\lambda_{\max} = 1.58\text{cm}$) so gut wie gar nicht mehr, weil eine akzeptable Impedanzanpassung an den Freiraum nicht mehr möglich ist. Zudem müsste der Hornstrahler sehr nahe an der unteren Grenzfrequenz ("cutoff"-Frequenz) betrieben werden, was zu sehr hohen dissipativen Verlusten und zu einer sehr geringen Antenneneffizienz führen würde.

[0113] Es kann daher vorteilhaft sein, dass die primären Einzelstrahler 1 als gezahnte ("ridged") Hornstrahler ausgeführt sind. Solche Hornstrahler können eine gegenüber konventionellen Hornstrahlern stark erweiterte Frequenzbandbreite besitzen.

[0114] Die Impedanzanpassung solcher gezahnten Hörner an den Freiraum erfolgt dann nach Verfahren der Antennenphysik. Die gezahnten Hörner können dabei so ausgelegt werden, dass sie zwei orthogonale Polarisierungen unterstützen können. Dies wird z.B. dadurch erreicht, dass die Hörner vierfach symmetrisch gezahnt sind ("quad-ridged"). Die Signale der orthogonalen Polarisierungen werden durch getrennte Mikrostreifenleitungsnetzwerke 2, 3 zu- und abgeführt.

[0115] Fig. 4a zeigt schematisch den detaillierte Aufbau eines mit symmetrischen geometrischen Konstriktionen ausgestatteten Hornstrahlers am Beispiel eines vierfach gezahnten Hornstrahlers 1. Der Hornstrahler 1 besteht aus drei Segmenten (Lagen), wobei sich zwischen den Segmenten die beiden Mikrostreifenleitungsnetzwerke 2,3 befinden.

[0116] Die Hornstrahler 1 sind mit symmetrischen geometrischen Konstriktionen 15, 16 entsprechend der orthogonalen Polarisationsrichtungen ausgestattet, welche sich entlang der Ausbreitungsrichtung der elektromagnetischen Welle erstrecken.

[0117] Solche Hörner werden als "gezahnte" Hörner bezeichnet. Dargestellt ist in Fig. 4a ein beispielhaftes vierfach gezahntes Einzelhorn, das breitbandig zwei or-

thogonale Polarisationen unterstützen kann.

[0118] Wie in den Schnitten in Fig. 4b und 4c gezeigt, sind die geometrischen Konstriktionen gestuft ausgeführt und der Abstand der Konstriktionen 15, 16 zueinander verkleinert sich in Richtung der Ein- und Auskopplstellen. Hierdurch kann eine sehr große Frequenzbandbreite erreicht werden. Insbesondere können Hornstrahler 1 realisiert werden, die auch frequenzmäßig weit entfernte Sende- und Empfangsbänder ohne wesentliche Einbußen in der Effizienz unterstützen können. Ein Beispiel hierfür sind K/Ka Band Satellitenantennen. Hier liegt das Empfangsband bei 18 GHz - 21 GHz und das Sendeband bei 28 GHz - 31 GHz.

[0119] Die Tiefe, Breite und Länge der Stufen richtet sich nach den gewünschten Nutzfrequenzbändern und kann mit numerischen Simulationsmethoden bestimmt werden.

[0120] Die Ein- bzw. Auskopplung der Signale auf die Mikrostreifenleitungsnetzwerke 2, 3 erfolgt typischerweise an der engsten Stelle der Konstriktionen 15, 16 für die jeweilige Polarisationsrichtung, was eine sehr breitbandige Impedanzanpassung erlaubt.

[0121] Fig. 4d zeigt schematisch einen Teil des Längsschnittes durch ein gezahntes Horn an der Stelle zweier gegenüber liegender Konstriktionen 16. Die Konstriktionen 16 sind gestuft ausgeführt und der Abstand d_i gegenüber liegender Stufen nimmt von der Apertur des Hornstrahlers (oben) zum Hornende (unten) hin ab.

[0122] Zusätzlich ist das Horn selbst gestuft (vgl. Fig. 4a-c), so dass bei jeder Stufe die Kantenlänge a_i der Hornöffnung im entsprechenden Querschnitt von der Apertur des Hornstrahlers zum Hornende hin ebenfalls abnimmt.

[0123] Die Abstände d_i und die zugehörigen Kantenlängen a_i oder jedenfalls mindestens ein Teil davon, werden nun so ausgelegt, dass die zugehörige untere Grenzfrequenz des jeweiligen gezahnten Hohlleiterabschnitts unter der niedrigsten Nutzfrequenz des Hornstrahlers liegt. Nur wenn diese Bedingung erfüllt ist, kann die elektromagnetische Welle der entsprechenden Wellenlänge in den Hornstrahler bis zu Hohlleiter-zu-Mikrostreifenleitungskopplung eindringen, und dort ein- bzw. ausgekoppelt werden.

[0124] Da die dissipative Dämpfung bei Annäherung an die untere Grenzfrequenz stark zunimmt, werden die Abstände d_i und die zugehörigen Kantenlängen a_i vorteilhafterweise so gewählt, dass ein genügender Abstand zur Grenzfrequenz verbleibt und die Dämpfung nicht zu hoch wird.

[0125] Zudem muss berücksichtigt werden, dass bei Antennensystemen, welche aus mehreren Hornstrahlern bestehen, gegenseitige Kopplungen der Strahler wirksam sind.

[0126] In Fig. 5 ist schematisch der erfindungsgemäße Aufbau eines 2 x 2 Antennenmoduls dargestellt, das aus vier vierfach gezahnten Hornstrahlern 1, vier Auskopplungen 17 auf die Mikrostreifenleitungsnetzwerke 2, 3, zwei für jede der beiden orthogonalen Polarisationen ge-

trennte Mikrostreifenleitungsnetzwerke 2, 3, und Auskopplungen der Mikrostreifenleitungsnetzwerke 2, 3 auf die Hohlleiterkopplung 4, 5 verfügt. Die Konstriktionen als symmetrische Zahnung 15, 16 der Hornstrahler 1 sind ebenfalls dargestellt.

[0127] Die beiden orthogonal polarisierten Signale pol 1 und pol 2, deren Empfang bzw. Abstrahlung von den Hornstrahlern 1 unterstützt wird, werden durch die Aus- bzw. Einkopplungsstellen 17 in das entsprechende Mikrostreifenleitungsnetzwerk 2, 3 eingespeist bzw. aus diesem extrahiert.

[0128] Die Mikrostreifenleitungsnetzwerke 2, 3 wiederum sind als binäre 4:1 Leistungsteiler ausgelegt und koppeln die Summensignale in die Hohlleiter 4, 5.

[0129] Der Abstand der Phasenzentren zweier benachbarter Hornstrahler 1 in vertikaler Richtung ist dabei kleiner als $\lambda_{\min}$, so dass zumindest in dieser Richtung im Antennendiagramm keine unerwünschten parasitären Nebenkeulen ("grating lobes") auftreten können und die Hornstrahler in dieser Richtung dicht liegen.

[0130] Die Phasenzentren der Hornstrahler 1 fallen in dem in Fig. 5 dargestellten Beispiel mit den Strahlzentren der Hornstrahler 1 zusammen. Im Allgemeinen ist dies jedoch nicht notwendigerweise der Fall. Die Lage des Phasenzentrums eines Hornstrahlers 1 beliebiger Geometrie kann jedoch mit numerischen Simulationsmethoden bestimmt werden.

[0131] Für die Ein- und Auskopplung der von den gezahnten Hornstrahlern 1 unterstützten Signale eignen sich Mikrostreifenleitungen wegen ihrer bekannten Breitbandigkeit in besonderer Weise. Zudem benötigen Mikrostreifenleitungen nur sehr wenig Bauraum, so dass hocheffiziente, breitbandige Hornstrahler-Antennensysteme, deren Antennendiagramme keine parasitären Nebenkeulen ("grating lobes") aufweisen, auch noch für sehr hohe Frequenzen (z.B. 30 GHz - 40 GHz) realisiert werden können.

[0132] In Fig. 6 sind die Antennenmodule aus dielektrisch gefüllten Hornstrahlern 18 aufgebaut. Die mit einem Dielektrikum 19 gefüllten Hornstrahler 18 sind hier beispielhaft in einem 8 x 8 Antennenfeld angeordnet und werden über die Mikrostreifenleitungsnetzwerke 2 und 3 miteinander verkoppelt.

[0133] Die Mikrostreifenleitungsnetzwerke 2, 3 koppeln die Summensignale in die Hohlleiterkopplungen 4, 5.

[0134] In den Fig. 7a-c ist der interne Aufbau eines vollständig mit einem Dielektrikum gefüllten einzelnen Hornstrahlers 18 dargestellt. Wie der Hornstrahler 18 selbst, besteht auch der dielektrische Füllkörper (Dielektrikum) 19 aus drei Segmenten, welche jeweils durch die Mikrostreifenleitungsnetzwerke 2, 3 definiert sind.

[0135] Damit die Einzelstrahler 1 zwei weit auseinander liegende Frequenzbänder unterstützen können, sind sie in ihrem Innern gestuft ausgeführt, wie dies in den Schnitten Fig. 7b-c beispielhaft dargestellt ist. Die Aus- bzw. Einkopplung des am höchsten liegenden Frequenzbands erfolgt typischerweise an der engsten bzw. am

tiefsten liegenden Stelle durch das Mikrostreifenleitungsnetzwerk 3, das am weitesten von der Aperturöffnung des Einzelstrahlers 1 entfernt ist. Das tiefer liegende Frequenzband wird an einer weiter zur Aperturöffnung hin liegenden Stelle, durch eine Mikrostreifenleitungsnetzwerk 2 aus- bzw. eingekoppelt.

[0136] Die Tiefe, Breite und Länge der Stufen richtet sich nach den gewünschten Nutzfrequenzbändern und kann auch hier mit numerischen Simulationsmethoden bestimmt werden.

[0137] Liegen die beiden Ein- bzw. Auskoppelstellen der Mikrostreifenleitungsnetzwerke 2, 3 räumlich genügend dicht beieinander, dann kann der Hornstrahler 1 jedoch auch so ausgelegt werden, dass beide Ein- bzw. Auskoppelungen sowohl das Sende- als auch das Empfangsfrequenzband unterstützen können.

[0138] Der dielektrische Füllkörper 19 ist entsprechend passgenau ebenfalls gestuft ausgeführt. Die Form des Füllkörpers 19 an der Aperturoberfläche richtet sich nach den elektromagnetischen Erfordernissen an das Antennendiagramm des Einzelstrahlers 1. Der Füllkörper 19 kann wie dargestellt an der Aperturöffnung eben ausgeführt werden. Es sind jedoch auch andere, z.B. nach Innen oder Außen gewölbte, Ausführungen möglich.

[0139] Als Dielektrika kommen verschiedenste bekannte Materialien wie etwa Teflon, Polypropylen, Polyethylen, Polycarbonat, oder Polymethylpenten in Frage. Zur simultanen Abdeckung des K und das Ka Bandes beispielsweise reicht ein Dielektrikum mit einer Dielektrizitätszahl von etwa 2 aus (z.B. Teflon, Polymethylpenten).

[0140] In der in Fig. 7 dargestellten beispielhaften Ausführungsform ist der Hornstrahler 18 vollständig mit einem Dielektrikum 19 gefüllt. Es sind jedoch auch Ausführungsformen mit nur teilweiser Füllung möglich.

[0141] Der Vorteil der Verwendung von dielektrisch gefüllten Hörnern besteht darin, dass die Hörner selbst eine wesentlich weniger komplexe innere Struktur aufweisen als im Fall von gezahnten Hörnern.

[0142] Um hocheffiziente Antennen auch noch bei sehr hohen GHz-Frequenzen darzustellen, ist es jedoch auch denkbar, z.B. vierfach gezahnte Hornstrahler mit einem Dielektrikum zu füllen. Auch andere Horngeometrien mit dielektrischer Füllung oder teilweiser Füllung sind möglich.

[0143] In Fig. 7d ist eine vorteilhafte Ausführungsform eines gestuft ausgeführten dielektrisch gefüllten Hornstrahlers, welcher über eine rechteckige Apertur verfügt schematisch dargestellt. Fig. 7d zeigt die Ansicht des Horns von oben (Draufsicht) mit den Aperturkanten k_1 und k_2 , sowie die Längsschnitte durch den Hornstrahler entlang der Linien A-A' und B-B'.

[0144] Der Hornstrahler ist nun so ausgelegt, dass ein erster rechteckiger Querschnitt durch das Horn existiert, dessen Öffnung eine lange Kante k_E besitzt, und ein zweiter Querschnitt durch das Horn existiert, dessen Öffnung eine lange Kante k_S hat.

[0145] Liegt nun das Empfangsband des Antennensystems frequenzmäßig tiefer als das Sendeband und wird die Kante k_E nun so gewählt, dass die zugehörige untere Grenzfrequenz eines dielektrisch gefüllten Hohlleiters mit einer langen Kante k_E unter der niedrigsten Nutzfrequenz des Empfangsbandes des Antennensystems liegt, dann kann der Hornstrahler das Empfangsband unterstützen.

[0146] Wird zudem die Kante k_S so gewählt, dass die zugehörige untere Grenzfrequenz eines dielektrisch gefüllten Hohlleiters mit einer langen Kante k_S unter der niedrigsten Nutzfrequenz des Sendebands des Antennensystems liegt, dann kann der Hornstrahler auch das Sendeband unterstützen, und dies gilt auch dann wenn Empfangsband und Sendeband weit auseinander liegen.

[0147] Da in Fig. 7d die Kante k_S orthogonal zur Kante k_E liegt werden von einem solchen Hornstrahler gleichzeitig zwei orthogonale lineare Polarisationen unterstützt, da die entsprechenden Hohlleitermoden linear polarisiert und orthogonal zueinander sind.

[0148] Derart gestuft ausgeführte Hornstrahler können auch ohne oder nur mit teilweiser dielektrischer Füllung entsprechend betrieben werden können und dass die in Fig. 7d dargestellte Ausführungsform auf eine beliebige Zahl von rechteckigen Hornquerschnitten und somit auf eine beliebige Zahl von Nutzbändern erweitert werden kann.

[0149] Sollen die Hornstrahler des Antennensystems nun dicht liegen, d.h. sollen keine parasitären Nebenkeulen (grating lobes) im Antennendiagramm des Antennensystems auftreten, dann sind in einer weiteren vorteilhaften Ausführungsform die Kantenlängen k_1 und k_2 der rechteckigen Apertur der Hornstrahler so gewählt, dass sowohl k_1 als auch k_2 kleiner oder höchstens gleich der Wellenlänge der Referenzfrequenz sind, welche im Sendeband der Antenne liegt.

[0150] In diesem Fall wird der zur Verfügung stehende Bauraum dann optimal ausgenutzt und ein maximaler Antennengewinn wird erzielt.

[0151] Fig. 8 zeigt ein beispielhaftes 2 x 2 Antennenmodul, das aus vier dielektrisch gefüllten Hornstrahlern 18 besteht. Wie in Fig. 7b-c dargestellt sind hier die Ein- bzw. Auskopplungen in die Mikrostreifenleitungsnetzwerke 2, 3 vollständig in das Dielektrikum 19 eingebettet. Ansonsten unterscheidet sich das Modul nicht von dem entsprechenden Modul aus gezahnten Hornstrahlern, wie es in Fig. 5 dargestellt ist, die Mikrostreifenleitungsnetzwerke 2, 3 sind jeweils mit die Hohlleiterkopplungen 4, 5 verbunden.

[0152] In Fig. 9 ist eine weitere vorteilhafte Ausführungsform dargestellt. Hier ist das Modul mit einem sich über die gesamte Aperturöffnung erstreckenden dielektrischen Gitter 20 ausgestattet. Solche dielektrischen Gitter 20 können die Impedanzanpassung insbesondere am unteren Frequenzband der Einzelstrahler 1 stark verbessern indem sie in der Nähe der Aperturöffnungen der Einzelstrahler 1 die effektive Wellenlänge reduzieren.

[0153] Im in Fig. 9 dargestellten Beispiel wird dies da-

durch erreicht, dass sich über den Zentren der Aperturöffnungen der Einzelstrahler dielektrische Kreuze befinden. Es sind jedoch auch andere Ausführungsformen wie Zylinder, Kugelnkörper, Quader etc. möglich. Auch muss das dielektrische Gitter 20 keinesfalls regelmäßig oder periodisch sein. So ist z.B. denkbar, dass das Gitter für die Hornstrahler 1 am Rand der Antenne eine andere Geometrie besitzt als für die Hornstrahler 1 im Zentrum. Damit ließen sich z.B. Randeffekte modellieren.

[0154] Fig. 10a-b stellt ein exemplarisches Modul dar, das in Lagentechnik aufgebaut ist. Durch diese Technik lassen sich erfindungsgemäße Module besonders kostengünstig produzieren. Zudem ist auch bei sehr hohen Frequenzen (hohen Toleranzanforderungen) die Reproduzierbarkeit der Module gewährleistet.

[0155] Die erste Lage besteht aus einem optionalen Polarisator 21, der bei zirkular polarisierten Signalen zum Einsatz kommt. Der Polarisator 21 verwandelt linear polarisierte Signale in zirkular polarisierte und umgekehrt, je nach Polarisation des einfallenden Signals. So werden auf das Antennensystem einfallende zirkular polarisierte Signale in linear polarisierte Signale umgewandelt, so dass sie von den Hornstrahlern des Moduls verlustfrei empfangen werden können. Andererseits werden die von den Hornstrahlern abgestrahlten linear polarisierten Signale in zirkular polarisierte Signale umgewandelt und dann in den Freiraum abgestrahlt.

[0156] Die beiden nächsten Lagen bilden den vorderen Teil des Hornstrahlerfelds, der die primären Hornstrukturen 22 ohne Ein- bzw. Auskoppereinheit umfasst.

[0157] Die folgenden Lagen 23a, 2 und 23b bilden die Ein- bzw. Auskopplung der ersten linearen Polarisation aus den Hornstrahlern des Feldes. Das Mikrostreifenleitungsnetzwerk 2 der ersten Polarisation und sein Substrat sind in metallische Träger (Lagen) 23a, 23b eingebettet. Die Träger 23a, 23b verfügen über Aussparungen (Kerben) an den Stellen, an denen eine Mikrostreifenleitung verläuft (vgl. auch Fig. 11d, Bezugszeichen 25).

[0158] In gleicher Weise ist das Mikrostreifenleitungsnetzwerk 3 der zweiten, orthogonalen Polarisation mit seinem Substrat in die Träger 23b, 23c eingebettet.

[0159] In der letzten Lage sind die Hohlleiterabschlüsse 24 der Hornstrahler sowie die Hohlleiterauskopplungen 4 und 5.

[0160] Die primären Hornstrukturen 22, die Träger 23a-c und Hohlleiterabschlüsse 24 sind elektrisch leitend und lassen sich kostengünstig mit den bekannten Verfahren der Metallbearbeitung z.B. aus Aluminium herstellen (z.B. Fräsen, Laserschneiden, Wasserstrahlschneiden, Elektroerodieren).

[0161] Es ist jedoch auch denkbar, die Lagen aus Plastikmaterialien herzustellen, welche anschließend ganz oder teilweise mit einer elektrisch leitenden Schicht überzogen werden (z.B. galvanisch oder chemisch). Zur Herstellung der Plastiklagen können dabei z.B. auch die bekannten Spritzgussverfahren verwendet werden. Solche Ausführungsformen haben gegenüber Lagen aus Aluminium oder anderen Metallen den Vorteil, dass sich eine

erhebliche Gewichtsreduktion ergeben kann, was insbesondere bei Anwendungen des Antennensystems auf Flugzeugen von Vorteil ist.

[0162] Mit dieser Lagentechnik wird damit selbst bei sehr hohen GHz-Frequenzen ein hocheffizientes und kostengünstiges Antennenmodul zur Verfügung gestellt.

[0163] Die beschriebene Lagentechnik lässt sich sowohl für Antennenmodule aus gezahnten Hörnern als auch für Module aus dielektrisch gefüllten Hörnern in gleicher Weise anwenden. Fig. 11a-d zeigen den Detailaufbau der in die metallischen Träger eingebetteten Mikrostreifenleitungsnetzwerke 2, 3. Die Aussparungen (Kerben) 25 sind so ausgeführt, dass die Mikrostreifenleitungen 26 der Mikrostreifenleitungsnetzwerke 2, 3 in geschlossenen metallischen Kavitäten verlaufen. Die Mikrowellenverluste werden dadurch minimiert.

[0164] Da bei endlicher Dicke der Substrate (Platine) der Mikrostreifenleitungen 26 zwischen den metallischen Lagen ein Spalt verbleibt, durch den Mikrowellenleistung entweichen könnte, ist zudem vorgesehen, die Substrate mit metallischen Durchkontaktierungen (Vias) 27 an den Rändern der Kerben zu versehen, so dass die metallischen Träger galvanisch verbunden sind, und so die Kavitäten vollständig elektrisch geschlossen werden. Liegen die Durchkontaktierungen 27 entlang der Mikrowellenleitungen 26 genügend dicht, dann kann keine Mikrowellenleistung mehr entweichen.

[0165] Vorzugsweise schließen die Durchkontaktierungen 27 mit den metallischen Wänden der Kavität 25 bündig ab. Wird zudem ein dünnes, verlustarmes Substrat (Platinenmaterial) verwendet, dann sind die elektromagnetischen Eigenschaften eines solchen Aufbaus denen einer luftgefüllten Koaxialleitung ähnlich. Insbesondere ist eine sehr breitbandige Mikrowellenleitung möglich und parasitäre höhere Moden sind nicht ausbreitungsfähig. Zudem sind selbst bei sehr hohen GHz-Frequenzen die Toleranzanforderungen gering.

[0166] Bei sehr dünnen Substraten (z.B. $< 20\mu\text{m}$) und entsprechend niedrigen Nutzfrequenzen kann unter Umständen auf die Durchkontaktierungen auch verzichtet werden, da auch ohne Durchkontaktierungen dann praktisch keine Mikrowellenleistung durch die dann sehr schmalen Schlitzte entweichen kann.

[0167] Die Hornstrahlereinkopplungen bzw. -auskopplungen 6, 7 sind direkt in die metallischen Träger integriert.

[0168] Fig. 12 zeigt das Vakuummodell eines beispielhaften 8 x 8 Antennenmoduls. Die Hornstrahler 1 sind dicht gepackt und dennoch verbleibt mehr als ausreichend Bauraum für die Mikrostreifenleitungsnetzwerke 2, 3, sowie für die Hohlleiterabschlüsse 28 der Einzelstrahler 1 und die Hohlleiterkopplungen 4, 5. Ein dielektrisches Gitter 20 ist vor der Aperturebene angebracht.

[0169] In einer weiteren vorteilhaften Ausführungsform sind die Hohlleiternetzwerke, welche die Module miteinander verkoppeln aus gezahnten Hohlleitern aufgebaut. Dies hat den Vorteil, dass gezahnte Hohlleiter eine sehr viel größere Frequenzbandbreite besitzen kön-

nen als konventionelle Hohlleiter bzw. gezielt auf unterschiedliche Nutzbänder ausgelegt werden können.

[0170] Ein beispielhaftes Netzwerk aus zweifach gezahnten Hohlleitern ist in Fig. 13 schematisch dargestellt. Die rechteckigen Hohlleiter sind mit symmetrischen geometrischen Konstriktionen 29 versehen, welche an der Stelle der Leistungsteiler durch senkrechte Konstruktionen 30 ergänzt werden.

[0171] Die Auslegung der gezahnten Hohlleiter und der entsprechenden Leistungsteiler kann mit den Verfahren der numerischen Simulation solcher Bauteile erfolgen, je nach den Anforderungen an das Netzwerk.

[0172] Es müssen nicht notwendigerweise zweifach gezahnte Hohlleiter zum Einsatz kommen. Auch z.B. einfach gezahnte oder vierfach gezahnte Hohlleiter sind denkbar.

[0173] In einer nicht dargestellten Ausführungsform sind die Hohlleiter der inter-modularen Hohlleiternetzwerke ganz oder teilweise mit einem Dielektrikum gefüllt. Solche Füllungen können bei gleicher Nutzfrequenz den Bauraumbedarf im Vergleich zu ungefüllten Hohlleitern erheblich verringern. Es ergeben sich dann sehr kompakte, bauraumoptimierte Antennen, welche insbesondere für Anwendungen auf Flugzeugen geeignet sind. Es können dabei sowohl Standard-Hohlleiter als auch Hohlleiter mit geometrischen Konstruktionen mit einem Dielektrikum gefüllt werden.

[0174] In einer weiteren vorteilhaften Ausführungsform ist die Antenne mit einem Mehrlagen-Mäanderpolarisator ausgestattet. Fig. 14 zeigt exemplarisch eine Lage eines solchen Polarisators.

[0175] Um Achsenverhältnisse der zirkular polarisierten Signale in der Nähe von 1 (0 dB) zu erreichen, werden Mehrlagen-Mäanderpolarisatoren verwendet.

[0176] In einer nicht dargestellten Ausführungsform werden hierzu mehrere der in Fig. 14 gezeigten Lagen in parallelen Ebenen übereinander angeordnet. Zwischen den Lagen befindet sich eine verlustarme Schicht aus Schaummaterial (z.B. Rohacell, XPS) mit einer Dicke im Bereich eines Viertels einer Wellenlänge. Bei geringeren Anforderungen an das Achsenverhältnis können jedoch auch weniger Lagen verwendet werden. Genauso können mehr Lagen verwendet werden, falls die Anforderungen an das Achsenverhältnis hoch sind.

[0177] Eine vorteilhafte Anordnung ist ein 4-Lagen Mäanderpolarisator mit dem Achsenverhältnisse von unter 1 dB erzielt werden können, was in der Praxis meist ausreichend ist.

[0178] Die Auslegung der Mäanderpolarisatoren richtet sich nach den Nutzfrequenzbändern des Antennensystems und kann mit Verfahren der numerischen Simulation solcher Strukturen erfolgen.

[0179] Die Mäanderlinien 31 liegen im Ausführungsbeispiel der Fig. 14 in einem Winkel von etwa 45° zu den Hauptachsen der Antenne. Dies führt dazu, dass einfallende, entlang einer Hauptachse linear polarisierte Signale in zirkular polarisierte Signale umgewandelt werden. Je nachdem zu welcher Hauptachse die Signale

linear polarisiert sind entsteht ein links-zirkular polarisiertes oder ein rechts-zirkular polarisiertes Signal.

[0180] Da der Mäander-Polarisator ein lineares Bauelement ist, ist der Vorgang reziprok, d.h. in gleicher Weise werden links- bzw. rechtszirkular polarisierte Signale in linear polarisierte Signale umgewandelt.

[0181] Ebenfalls ist denkbar, für die Polarisatoren andere geometrische Strukturen als Mäander zu verwenden. Es ist eine Vielzahl von passiven geometrischen Leiterstrukturen bekannt, mit denen sich linear polarisierte in zirkular polarisierte Signale umwandeln lassen. Es hängt vom Anwendungsfall ab, welche Strukturen für die Antenne am geeignetsten sind.

[0182] Wie in Fig. 10 gezeigt, kann der Polarisator 21 vor der Aperturöffnung angebracht werden. Damit ist es in relativ einfacher Weise möglich, die Antenne sowohl für linear polarisierte Signale als auch für zirkular polarisierte Signale zu verwenden, ohne das die interne Struktur dafür verändert werden muss.

[0183] In einer weiteren vorteilhaften Ausführungsform ist die Antenne mit einer parabolten Amplitudenbelegung ausgestattet, welche durch eine entsprechende Auslegung der Leistungsteiler der Speisernetzwerke realisiert ist. Da das Antennendiagramm unter einer regulatorisch vorgegebenen Maske liegen muss, können durch solche Amplitudenbelegungen sehr viel höhere maximal erlaubte spektrale EIRP Dichten im Sendebetrieb erreicht werden, als ohne solche Belegungen. Insbesondere für Antennen mit kleiner Aperturfläche ist dies von großem Vorteil, da die maximale regulatorisch konforme spektrale EIRP Dichte direkt proportional zur erreichbaren Datenrate und damit zu den Kosten eines entsprechenden Dienstes ist.

[0184] In Fig. 15a ist eine solche Amplitudenbelegung schematisch dargestellt. Die Leistungsbeiträge der einzelnen Hornstrahler fallen von der Mitte der Apertur zum Rand hin ab. In Fig. 15a ist dies durch unterschiedliche Schwärzungsgrade beispielhaft dargestellt (dunkel: hoher Leistungsbeitrag, hell: geringer Leistungsbeitrag). Hier fallen die Leistungsbeiträge in beiden Hauptachsenrichtungen (Azimut und Elevation) ab. Dies ergibt für alle Verdrehwinkel ("skew") ein annähernd optimal an die regulatorische Maske angepasstes Antennendiagramm.

[0185] Je nach Anforderungen an das Antennendiagramm kann es jedoch auch ausreichend sein die Apertur nur in einer Richtung zu belegen.

[0186] Auch ist denkbar, dass die Amplitudenbelegung nur im Bereich um das Antennenzentrum parabol verläuft, bei Annäherung an den Rand aber wieder ansteigt, so dass eine geschlossene Kurve um das Antennenzentrum existiert und die Leistungsbeiträge der Einzelstrahler von der Mitte der Antenne zu jedem Punkt dieser Kurve hin abfallen. Solche Amplitudenbelegungen können insbesondere für nicht-rechteckige Antennen von Vorteil sein.

[0187] In Fig. 15b ist beispielhaft die aus einer in beiden Hauptachsenrichtungen parabolten Amplitudenbelegung einer rechteckigen 64 x 20 Ka-Band Antenne folgende

maximale regulatorisch konforme spektrale EIRP Dichte (EIRP SD) in Abhängigkeit des Verdrehwinkels um die Hauptstrahlachse ("skew") dargestellt. Ohne parabole Belegung wäre die EIRP SD im Bereich von 0° skew bis ca. 55° skew um etwa 8 dB niedriger und im Bereich von ca. 55° skew bis ca. 90° skew um ca. 4 dB niedriger.

[0188] Die Fig. 16-18 zeigen den prinzipiellen Aufbau einer Reihe von erfindungsgemäßen Antennensystemen mit unterschiedlichem Funktionsumfang in Form von Blockdiagrammen.

[0189] Das Antennensystem, deren prinzipieller Aufbau in Fig. 16 dargestellt ist, eignet sich insbesondere für Anwendungen im K/Ka Band (Empfangsband ca. 19.2GHz -20.2GHz, Sendeband ca. 29GHz -30GHz), bei denen die Polarisationen des Sende- und des Empfangssignals fest vorgegeben und orthogonal zueinander sind (d.h. die Polarisationsrichtung der Signale ändert sich nicht).

[0190] Da im K/Ka Band typischerweise mit zirkular polarisierten Signalen gearbeitet wird, ist zunächst ein Polarisator 21 vorgesehen. Dem folgt ein Antennenfeld 32, welches entweder aus vierfach gezahnten ("quadridged") Hornstrahlern oder aus dielektrisch gefüllten Hornstrahlern aufgebaut ist. Die Aperturöffnungen der einzelnen Hornstrahler haben in diesem Frequenzbereich typischerweise Dimensionen kleiner 1cm x 1cm.

[0191] Das Antennenfeld 32 ist erfindungsgemäß in Modulen organisiert, wobei jeder Einzelstrahler über zwei nach Polarisationen getrennte Mikrostreifenleitungseinkopplungen bzw. -auskopplungen 33 verfügt, welche wiederum nach Polarisationen getrennt zu zwei Mikrostreifenleitungsnetzwerken 36 verbunden sind.

[0192] Da die Polarisation der Sende- und der Empfangssignale fest vorgegeben und typischerweise orthogonal zueinander ist, ist hier vorgesehen, das Mikrostreifenleitungsnetzwerk 36 der einen Polarisation auf das Sendeband und das Mikrostreifenleitungsnetzwerk 36 der anderen Polarisation auf das Empfangsband auszu-legen.

[0193] Dies hat den Vorteil, dass das Mikrostreifenleitungsnetzwerk 36 des Empfangsbandes auf minimale Verluste hin ausgelegt werden kann, und damit das G/T der Antenne optimal wird.

[0194] Im beispielhaften Aufbau von Fig. 16 ist der Polarisator 21 so orientiert, dass die Signale im Sendeband 34 rechtshändig zirkular und die Signale im Empfangsband 35 linkshändig zirkular polarisiert sind.

[0195] Die nach Polarisation und Frequenzband getrennten Signale der beiden Mikrostreifenleitungsnetzwerke 36 der einzelnen Module werden nun mit Mikrostreifenleitungs-zu-Hohlleiterkopplungen 37 in zwei Hohlleiternetzwerke 38 gekoppelt.

[0196] Auch hier ist vorgesehen, dass die beiden Hohlleiternetzwerke 38 auf das entsprechende Band, das sie unterstützen sollen, optimiert werden.

[0197] So können z.B. unterschiedliche Hohlleiterquerschnitte für das Empfangsband-Hohlleiternetzwerk und das Sendeband-Hohlleiternetzwerk verwendet wer-

den. Insbesondere können vergrößerte Hohlleiterquerschnitte verwendet werden, was die dissipativen Verluste in den Hohlleiternetzwerken stark vermindern und damit die Effizienz der Antennen erheblich erhöhen kann.

[0198] Weiterhin ist ein Empfangsband-Frequenzfilter 39 vorgesehen um den rauscharmen Empfangsverstärker, welcher typischerweise direkt am Empfangsband-Ausgang der Antenne montiert wird, vor Übersteuerung durch die starken Sendesignale zu schützen.

[0199] Um die regulatorisch geforderte Seitenbandunterdrückung im Sendeband zu erreichen ist zudem ein optionaler Sendebandfilter 40 vorgesehen. Dieser ist z.B. dann erforderlich, wenn ein Sendeband-Leistungsverstärker (HPA), nicht dargestellt, nicht über einen ausreichenden Filter an seinem Ausgang verfügt.

[0200] Der in Fig. 16 dargestellte Aufbau eines erfindungsgemäßen Antennensystems hat einen weiteren, insbesondere für Satellitenantennen, sehr wichtigen Vorteil. Da das Sendeband-Speisenetzwerk und das Empfangsband-Speisenetzwerk sowohl auf der Ebene der Mikrostreifenleitungen als auch auf der Ebene der Hohlleiter vollständig voneinander getrennt sind, wird es möglich, unterschiedliche Amplitudenbelegungen für die beiden Netzwerke zu verwenden.

[0201] So kann z.B. das Empfangsband-Speisenetzwerk homogen belegt werden, d.h. die Leistungsbeiträge aller Hornstrahler der Antenne sind im Empfangsband gleich und alle Leistungsteiler sowohl auf der Ebene des Empfangsband-Mikrostreifenleitungsnetzwerks als auch auf der Ebene des Empfangsband-Hohlleiternetzwerks sind symmetrische 3dB-Leistungsteiler, wenn das Speisenetzwerk als vollständiger und vollständig symmetrischer binärer Baum aufgebaut ist.

[0202] Da homogene Amplitudenbelegungen zum maximal möglichen Antennengewinn führen, wird damit erreicht, dass die Antenne im Empfangsband maximal leistungsfähig wird und das Verhältnis von Antennengewinn und Eigenrauschen G/T der Antenne maximal wird.

[0203] Andererseits kann das Sendeband-Speisenetzwerk unabhängig vom Empfangsband-Speisenetzwerk derart mit einer parabolischen Amplitudenbelegung versehen werden, dass die regulatorisch konforme spektrale EIRP Dichte maximal wird.

[0204] Zwar reduziert sich durch solche parabolischen Amplitudenbelegungen der Antennengewinn, was jedoch unkritisch ist, weil dies konstruktionsbedingt nur auf das Sendeband beschränkt bleibt und das Empfangsband nicht betrifft.

[0205] Die wesentlichen Leistungsmerkmale von Satellitenantennen, insbesondere von Satellitenantennen geringer Größe, sind das G/T und die maximale regulatorisch konforme spektrale EIRP Dichte.

[0206] Das G/T ist direkt proportional zur Datenrate, welche über die Antenne empfangen werden kann. Die maximale regulatorisch konforme spektrale EIRP Dichte ist direkt proportional zur Datenrate, welche mit der Antenne gesendet werden kann.

[0207] Mit Antennensystemen, welche entsprechend

Fig. 16 aufgebaut sind, können beide Leistungsmerkmale unabhängig voneinander optimiert werden.

[0208] Bei sehr kleinen Satellitenantennen ergibt sich daraus noch ein weiterer Vorteil. Dort besteht nämlich das Problem, das die Breite des Hauptstrahls im Empfangsband so groß werden kann, dass nicht nur Signale des Zielsatelliten, sondern auch Signale benachbarter Satelliten empfangen werden. Die Signale benachbarter Satelliten wirken dann effektiv wie ein zusätzlicher Rauschbeitrag, der zu einer erheblichen Degradation des effektiven G/T führen kann.

[0209] Bei erfindungsgemäßen Antennensystemen, welche entsprechend Fig. 16 aufgebaut sind, kann dieses Problem zumindest teilweise gelöst werden. Wird nämlich z.B. das Empfangsband-Speisenetzwerk nicht homogen amplitudenbelegt, sondern hyperbol amplitudenbelegt, dann sinkt die Breite des Hauptstrahls der Antenne. Hyperbole Amplitudenbelegungen zeichnen sich dabei dadurch aus, dass die Leistungsbeiträge der Einzelstrahler des Antennenfelds von der Mitte zum Rand hin zunehmen.

[0210] Durch eine zumindest in einem Teilbereich des Antennensystems hyperbolen Amplitudenbelegung kann damit erreicht werden, dass die Stärke der von benachbarten Satelliten durch die Antenne empfangenen Störsignale abnimmt und das effektive G/T in einem solchen Interferenzszenario zunimmt.

[0211] In Fig. 17 ist der Aufbau eines erfindungsgemäßen Antennensystems in Form eines Blockschaltbildes dargestellt, welche den simultanen Betrieb mit allen vier möglichen Polarisationskombinationen der Signale erlaubt.

[0212] Das Antennensystem besteht zunächst aus einem Antennenfeld 41 von breitbandigen, dual polarisierten Hornstrahlern, also z.B. vierfach gezahnten Hornstrahlern, welche erfindungsgemäß in Modulen organisiert sind.

[0213] Im Gegensatz zur Ausführungsform, die in Fig. 16 dargestellt ist, wird hier jedoch kein Polarisator verwendet, sondern jeder Hornstrahler empfängt bzw. sendet zwei orthogonale lineare polarisierte Signale, welche jedoch auch beim Betrieb mit zirkular polarisierten Signalen die vollständige Information enthalten.

[0214] Der wesentliche Unterschied zur Ausführungsform in Fig. 16 besteht nun darin, dass auf der Ebene der Speisenetzwerke nicht in ein Empfangsband- und ein Sendeband-Speisenetzwerk getrennt wird, sondern die Signale nur entsprechend ihrer unterschiedlichen Polarisation getrennt werden.

[0215] Alle Signale 42 gleicher Polarisation werden nach der Auskoppelung 33 aus dem Antennenfeld im ersten Mikrostreifenleitungsnetzwerk zusammengeführt, alle Signale der orthogonalen Polarisation 43 im zweiten Mikrostreifenleitungsnetzwerk.

[0216] Die beiden Mikrostreifenleitungsnetzwerke 36 sind dabei derart ausgelegt, dass sie sowohl das Sendeband als auch das Empfangsband unterstützen. Eine Optimierung der Speisenetzwerke auf eines der Bänder

ist hier nur eingeschränkt möglich. Dafür stehen allerdings simultan alle vier Polarisationskombinationen zur Verfügung.

[0217] Während die erfindungsgemäßen Mikrostreifenleitungsnetzwerke 36 konstruktionsbedingt (koaxialleitungsähnlicher Aufbau) typischerweise bereits so breitbandig sind, dass sie das Empfangs- und das Sendeband simultan unterstützen können, müssen nach dem Übergang 37 Mikrostreifen-zu-Hohlleiter die Hohlleiternetzwerke 44, falls sehr große Bandbreiten erforderlich sind, dazu speziell ausgelegt werden. Dies kann z.B. durch die in Fig. 13 beschriebenen gezahnten Hohlleiter erfolgen. Es ist jedoch auch möglich, z.B. dielektrisch gefüllte Hohlleiter zu verwenden.

[0218] Zur Trennung von Empfangsband- und Sendebandsignalen sind zwei Frequenz-Diplexer 45, 46, jeweils einer für jede Polarisation, vorgesehen. Die Frequenz-Diplexer 45, 46 sind dabei z.B. dämpfungsarme Hohlleiter-Diplexer.

[0219] Beim Betrieb mit linear polarisierten Signalen sind dann am Ausgang der beiden Diplexer alle linearen Polarisationskombinationen simultan verfügbar: Jeweils zwei orthogonal polarisierte lineare Signale sowohl im Empfangsband 49 als auch im Sendeband 50.

[0220] Beim Betrieb mit zirkular polarisierten Signalen sind zusätzlich zwei 90° Hybridkoppler 47, 48, einer für das Empfangs- 49 und einer für das Sendeband 50, vorgesehen, mit deren Hilfe aus den am Ausgang der Frequenz-Diplexers 45, 46 vorliegenden lineare polarisierten Signale, zirkular polarisierte Signale kombiniert werden können. Die 90° Hybridkoppler 47, 48 sind dabei z.B. dämpfungsarme Hohlleiterkoppler.

[0221] Am Ausgang der beiden 90° Hybridkoppler 47, 48 liegen dann alle vier möglichen zirkular polarisierten Signale (im Empfangs- 49 und Sendeband 50 je rechteckig und linksrechtig zirkular) simultan vor.

[0222] Werden zwischen Diplexer 45, 46 und 90° Hybridkoppler 47, 48 entsprechende HF-Schalter und/oder HF-Koppler eingebaut und damit die linear polarisierten Signale ausgekoppelt, dann kann das Antennensystem auch zum simultanen Betrieb mit vier unterschiedlichen linear und vier unterschiedlichen zirkular polarisierten Signalen verwendet werden. Auch viele andere Kombinationsmöglichkeiten und die entsprechenden Antennenkonfigurationen sind möglich.

[0223] In Fig. 18 ist der Aufbau eines erfindungsgemäßen Antennensystems in Form eines Blockschaltbildes dargestellt, welche denselben Funktionsumfang wie die in Fig. 16 dargestellte Antenne hat, jedoch anders organisiert ist.

[0224] Im Aufbau nach Fig. 18 wird zum Betrieb mit zirkular polarisierten Signalen ein Polarisator 21 verwendet anstatt der 90° Hybridkoppler 47, 48 des Aufbaus nach Fig. 17.

[0225] Die Speisenetzwerke 36, 44 verarbeiten wieder zwei orthogonale Polarisierungen getrennt voneinander (hier linkszirkular und rechtszirkular) und sind jedes entsprechend breitbandig für das Empfangsband und das

Sendeband ausgelegt.

[0226] Am Ausgang der Frequenz-Diplexer 45, 46 liegen dann direkt die vier Polarisationskombinationen zirkular polarisierter Signale simultan an. Am Frequenz-Diplexer 45 für die erste zirkulare Polarisation das Signal im Empfangs- und Sendeband, am Frequenz-Diplexer 46 für die zweite (zur ersten orthogonale) zirkulare Polarisation das Signal im Empfangs- und Sendeband.

[0227] Durch die Verwendung von zwei 90° Hybridkopplern (nicht dargestellt), welche ähnlich wie im Aufbau der Fig. 17 mit den Diplexern 45, 46 verbunden werden, kann auch der Aufbau nach Fig. 18 für den Betrieb linear polarisierter Signale ausgelegt werden, bzw. es ist mit der entsprechenden Schaltungsmatrix ein simultaner Betrieb mit zirkular und linear polarisierten Signalen möglich.

[0228] Der Vorteil des Aufbaus nach Fig. 18 liegt darin, dass beim Betrieb mit zirkular polarisierten Signalen keine 90° Hybridkoppler benötigt werden. Dies kann je nach Anwendung z.B. Bauraum oder Gewicht sparen. Auch können sich unter Umständen Kostenvorteile ergeben.

[0229] Der Vorteil des Aufbaus nach Fig. 17 liegt hingegen darin, dass beim Betrieb mit zirkular polarisierten Signalen das Achsenverhältnis der zirkular polarisierten Signale über die jeweiligen Leistungsbeiträge am Eingang der 90° Hybridkoppler 47, 48 im Prinzip frei einstellbar ist.

[0230] Dies kann z.B. dann von Vorteil sein, wenn die Antenne unter einem Radom betrieben wird. Es ist bekannt, dass insbesondere für hohe GHz-Frequenzen Radome durch das Radommaterial und die Radomkrümmung Polarisationsanisotropien aufweisen können, die dazu führen, dass das Achsenverhältnis zirkular polarisierter Signale beim Durchgang durch das Radom stark verändert wird.

[0231] Dieser Effekt hat zur Folge, dass die Kreuzpolarisationsisolation stark absinken kann, was die erreichbare Kanaltrennung stark verschlechtern kann und letztendlich zu einer Degradation der erreichbaren Datenrate führt.

[0232] Ein Aufbau der Antenne nach Fig. 17 erlaubt nun das Achsverhältnis der zirkular polarisierten Signale, z.B. im Sendebetrieb, so einzustellen, dass eine darauffolgende, durch den Radomdurchgang bewirkte Polarisationsverzerrung ausgeglichen wird. Eine Degradation der Kreuzpolarisationsisolation findet damit effektiv nicht statt.

Patentansprüche

1. Antennensystem, mit mindestens vier Einzelstrahlern (18), wobei die Einzelstrahler (18) Hornstrahler sind, welche vollständig mit einem Dielektrikum (19) gefüllt sind.
2. Antennensystem nach Anspruch 1, **dadurch gekennzeichnet, dass** die Hornstrahler Ein- bzw. Aus-

kopplungen in Mikrostreifenleitungsnetzwerke (2, 3) aufweisen und die Ein- bzw. Auskopplungen vollständig in das Dielektrikum (19) eingebettet sind.

3. Antennensystem nach einem der vorherigen Ansprüche, **dadurch gekennzeichnet, dass** die Dielektrizitätszahl des Dielektrikums (19) größer oder mindestens gleich dem Verhältnis der Freiraumwellenlänge der niedrigsten Nutzfrequenz zur Freiraumwellenlänge einer Referenzfrequenz ist, wobei die Referenzfrequenz im Sendeband des Antennensystems liegt.
4. Antennensystem nach einem der vorherigen Ansprüche, **dadurch gekennzeichnet, dass** die Dielektrizitätszahl des Dielektrikums (19) zwischen 1,8 und 3, bevorzugt zwischen 1,9 und 2,1 liegt.
5. Antennensystem nach einem der vorherigen Ansprüche, **dadurch gekennzeichnet, dass** das Dielektrikum (19) pro gefülltem Hornstrahler (19) aus zumindest drei geschichteten Teilen besteht und zwischen jeweils zwei Teilen eine der Speisungen (2, 3) des Hornstrahlers (18) angeordnet ist.
6. Antennensystem nach einem der vorherigen Ansprüche, **dadurch gekennzeichnet, dass** die Hornstrahler (18) als gestufte Hornstrahler ausgeführt sind.
7. Antennensystem nach einem der vorhergehenden Ansprüche, **dadurch gekennzeichnet, dass** die Hornstrahler (18) eine annähernd rechteckige Apertur besitzen, deren beide Kantenlängen kleiner oder höchstens gleich der Wellenlänge einer Referenzfrequenz sind, wobei die Referenzfrequenz in einem Sendeband der Antenne liegt.
8. Antennensystem nach Anspruch 7, **dadurch gekennzeichnet, dass** die Hornstrahler (18) gestuft ausgeführt sind, mit mindestens einem ersten rechteckigen Querschnitt, dessen Öffnung eine längere Kante hat, welche größer oder höchstens gleich dem halben Verhältnis der Freiraumwellenlänge einer niedrigsten Nutzfrequenz zur Wurzel aus der Dielektrizitätszahl des Dielektrikums (19) ist, und die Hornstrahler (18) mindestens einen zweiten rechteckigen Querschnitt besitzen, dessen Öffnung eine längere Kante hat, welche größer oder höchstens gleich dem halben Verhältnis der Freiraumwellenlänge einer höchsten Nutzfrequenz zur Wurzel aus der Dielektrizitätszahl des Dielektrikums (19) ist.
9. Antennensystem nach einem der vorherigen Ansprüche,

dadurch gekennzeichnet, dass die Hornstrahler (18) eine erste und eine zweite Polarisation unterstützen und die beiden Polarisationen zueinander orthogonal sind, und die Hornstrahler (18) für die erste Polarisation mit einem ersten Mikrostreifenleitungsnetzwerk (2) und für die zweite Polarisation mit einem zweiten Mikrostreifenleitungsnetzwerk (3) gespeist werden und das Mikrostreifenleitungsnetzwerk (2) für die erste Polarisation und das Mikrostreifenleitungsnetzwerk (3) für die zweite Polarisation jeweils getrennte Mikrostreifenleitungsnetzwerke (2, 3) bilden.

10. Antennensystem nach einem der vorhergehenden Ansprüche,
dadurch gekennzeichnet, dass ein Teil oder alle Hornstrahler (18) mit einem dielektrischen Cross-Septum und/oder einer dielektrischen Linse ausgestattet sind.
11. Antennensystem nach einem der vorhergehenden Ansprüche,
dadurch gekennzeichnet, dass das Antennensystem aus verschiedenen Lagen (22, 23a, 23b, 23c, 24) aufgebaut ist und das Mikrostreifenleitungsnetzwerk (2) der einen Polarisation und das Mikrostreifenleitungsnetzwerk (3) der anderen Polarisation sich dabei voneinander getrennt zwischen den Lagen (23a-c) befinden.
12. Antennensystem nach Anspruch 11, **dadurch gekennzeichnet, dass** die unterschiedlichen Lagen (22, 23a, 23b, 23c, 24) aus Metall sind, die Mikrostreifenleitungen (26) der Mikrostreifenleitungsnetzwerke (2, 3) in Hohlräumen geführt werden, die als Kerben (25) in den Lagen (23a, 23b, 23c) ausgeführt sind, wobei jeweils eine Kerbe (25) über und eine unter der Mikrostreifenleitung (26) liegt.
13. Antennenfeld mit mehreren Antennensysteme nach einem der vorherigen Ansprüche, die mit Hohlleiternetzwerken (9, 10) miteinander verkoppelt werden.
14. Antennenfeld nach Anspruch 13, **dadurch gekennzeichnet, dass** ein erstes Hohlleiternetzwerk (9) alle Signale der ersten Polarisation zusammenführt und ein zweites Hohlleiternetzwerk (10) alle Signale der zweiten Polarisation zusammenführt.
15. Antennenfeld nach einem der Ansprüche 13 oder 14, **dadurch gekennzeichnet, dass** zumindest ein Teil der Hohlleiternetzwerke (9, 10) ganz oder teilweise mit einem Dielektrikum gefüllt ist.

55

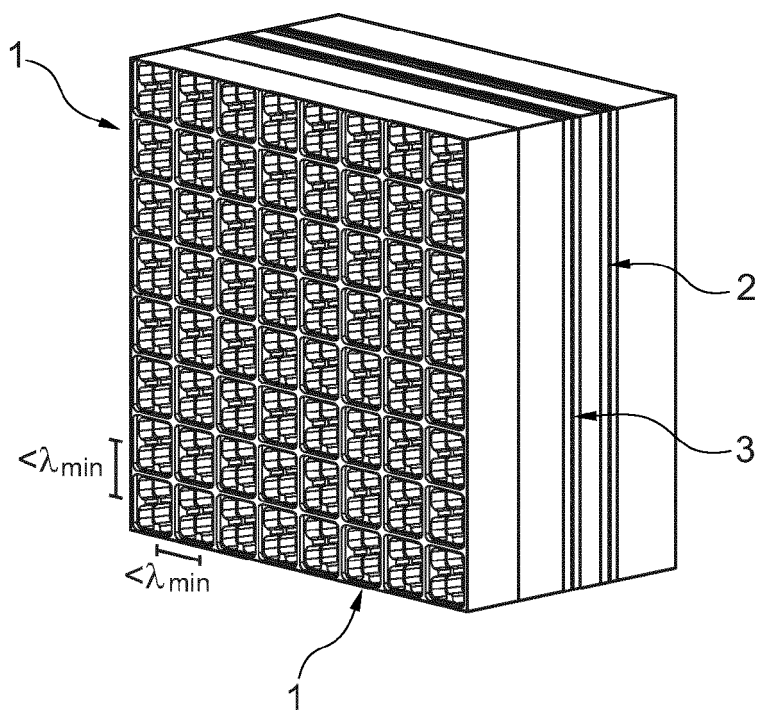


Fig. 1a

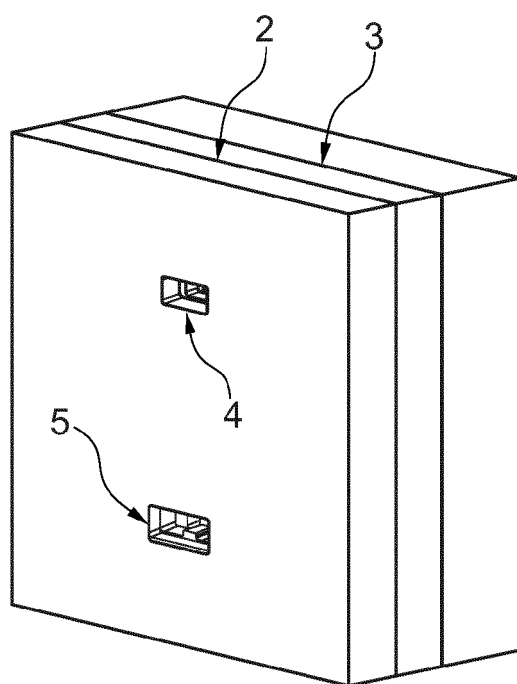


Fig. 1b

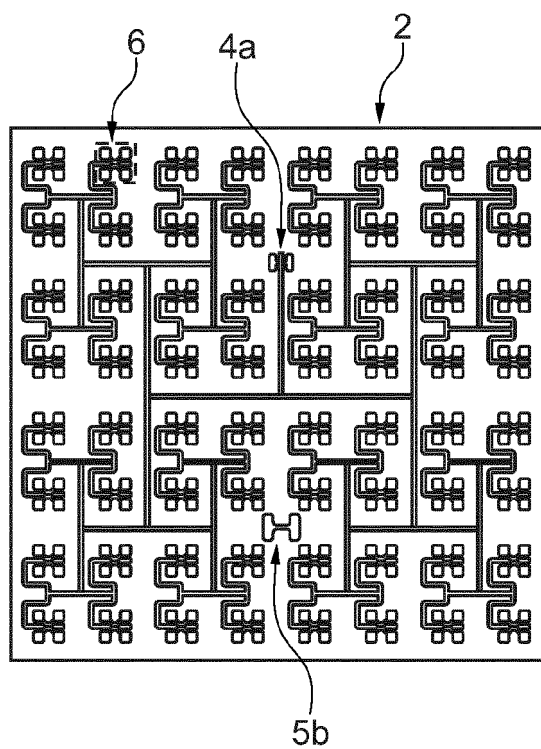


Fig. 2a

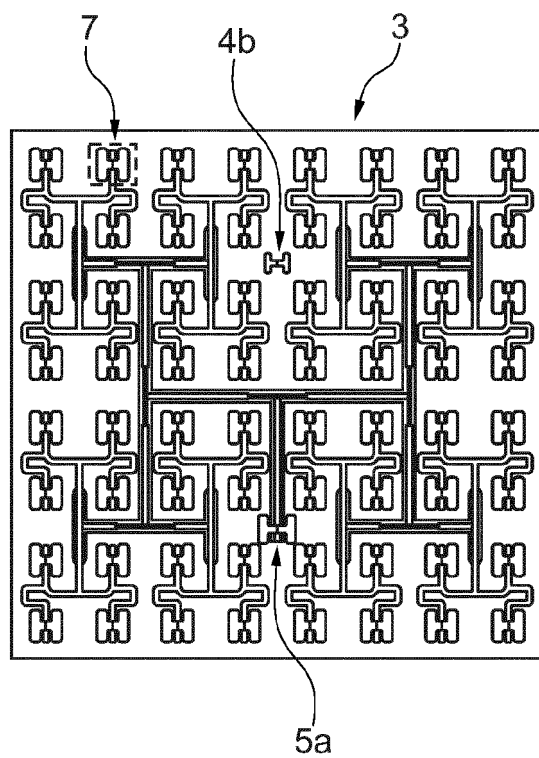


Fig. 2b

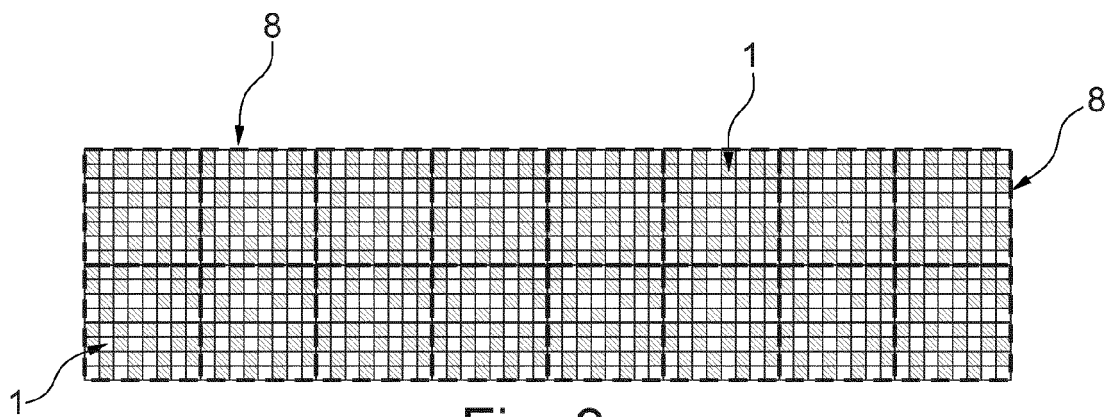


Fig. 3a

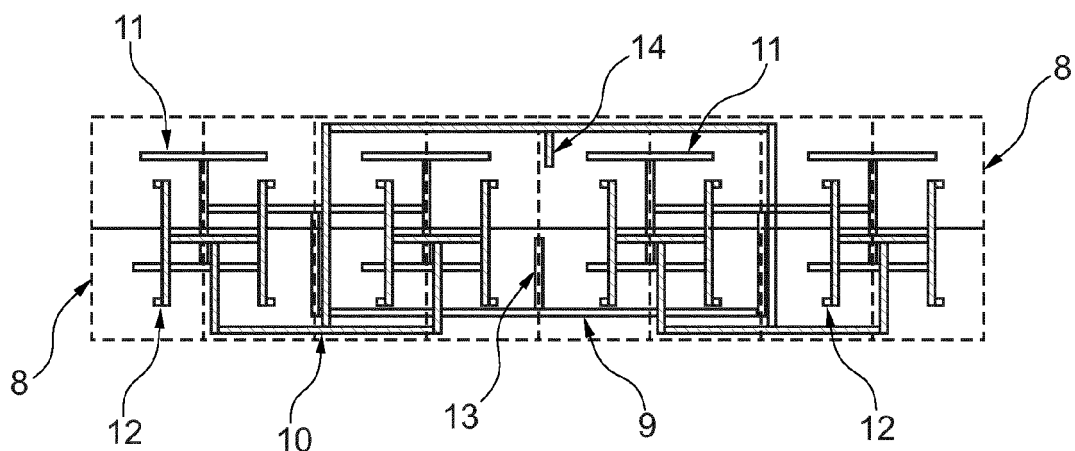


Fig. 3b

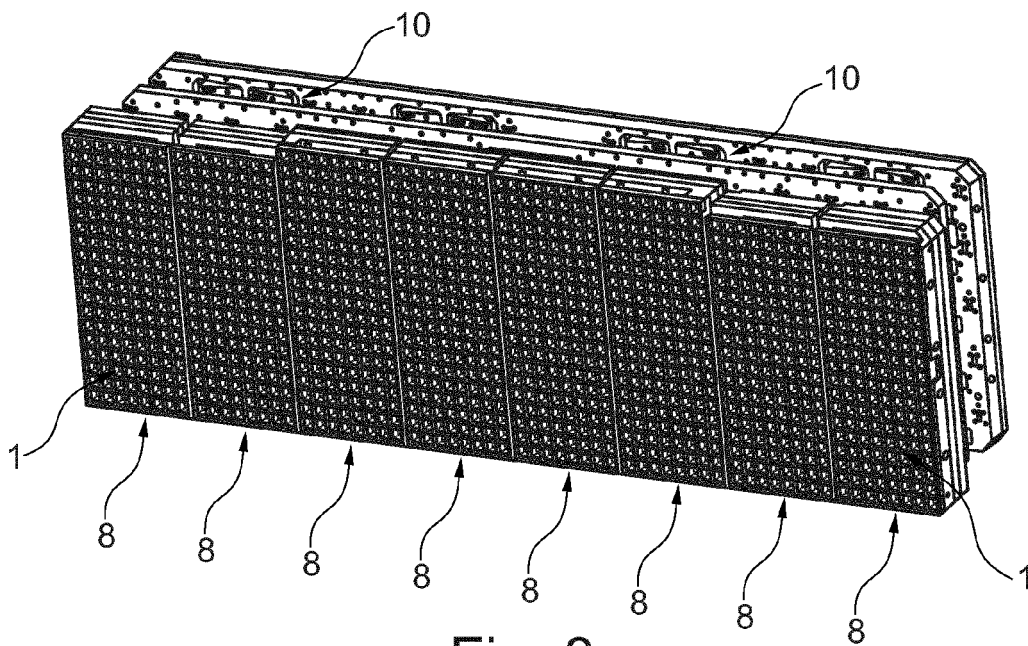


Fig. 3c

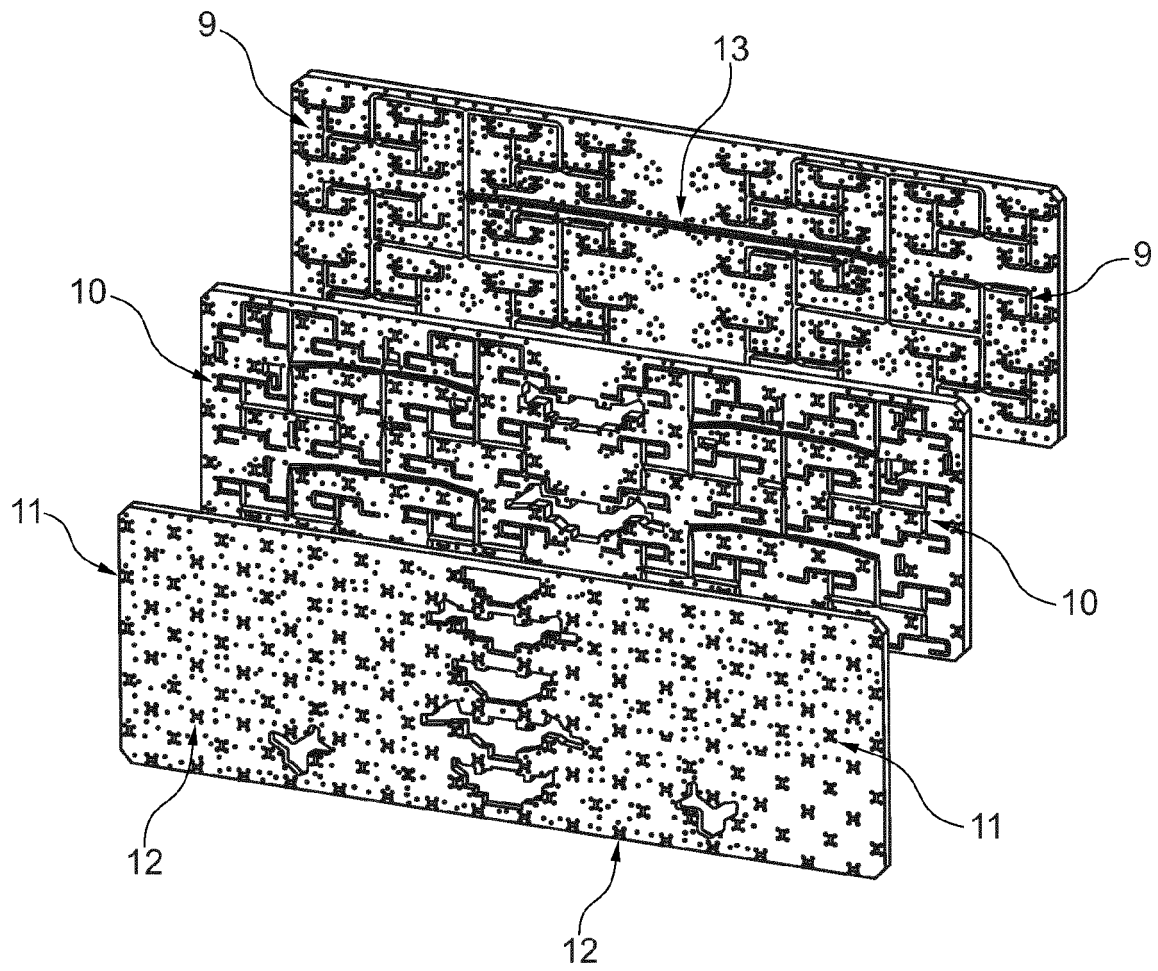
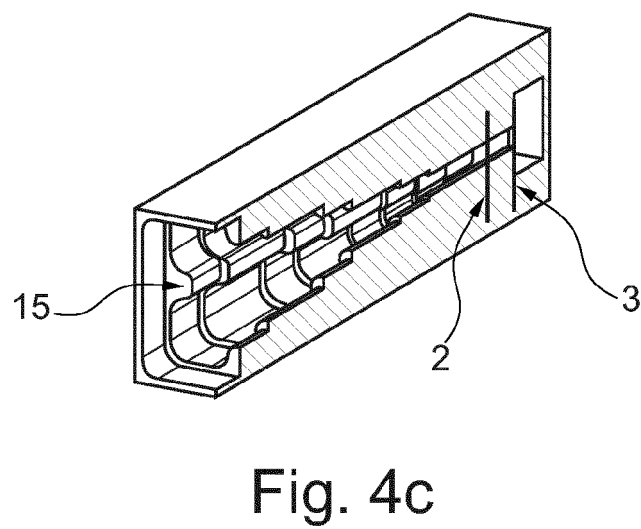
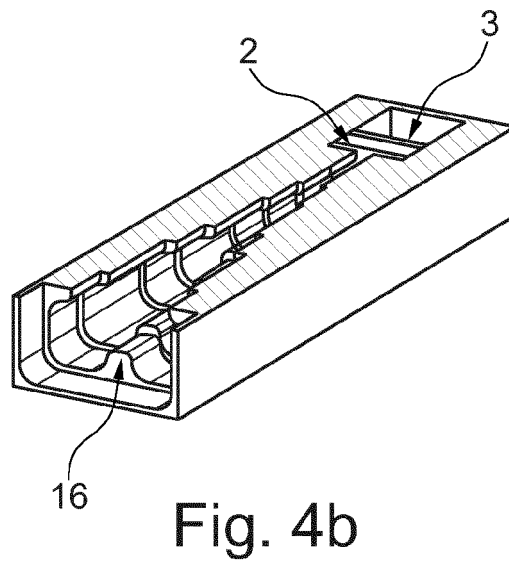
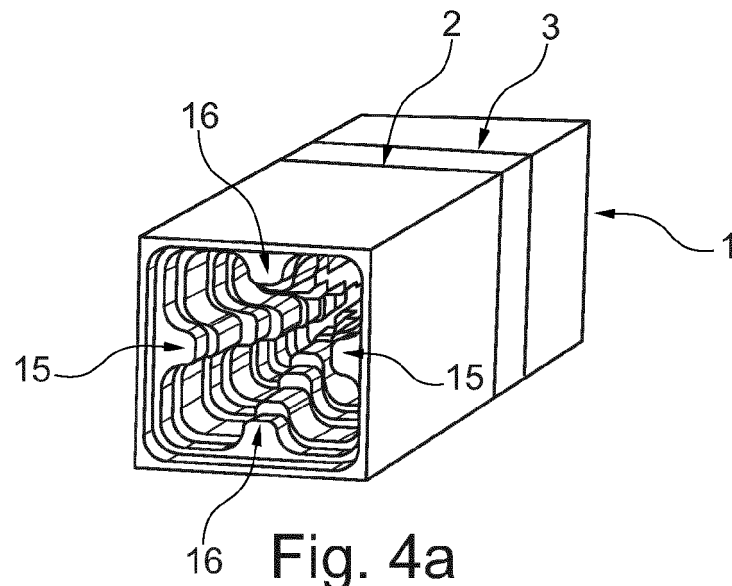


Fig. 3d



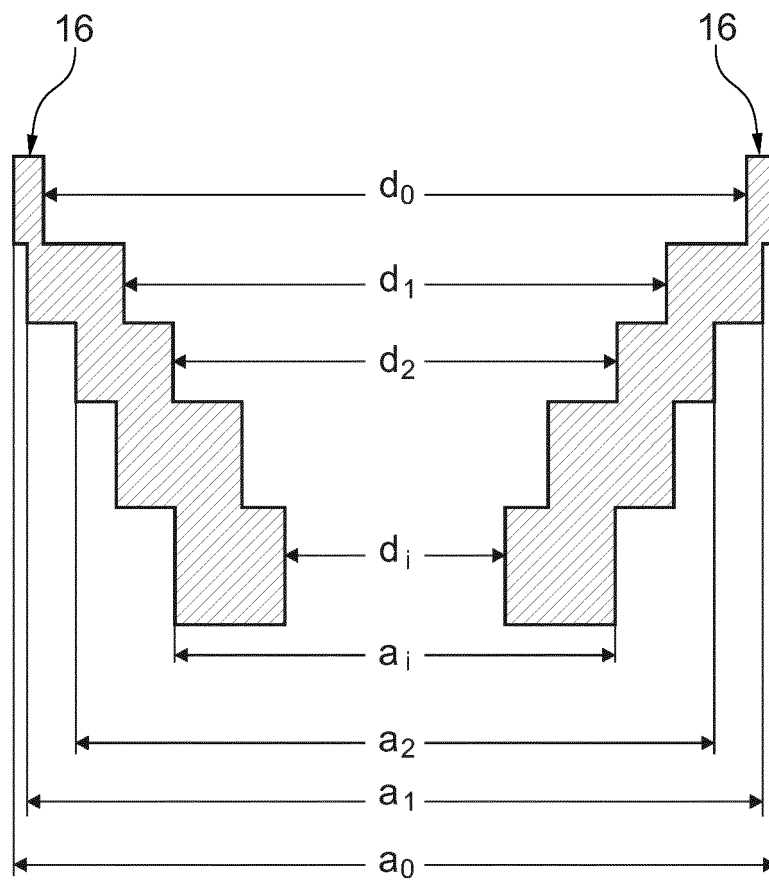


Fig. 4d

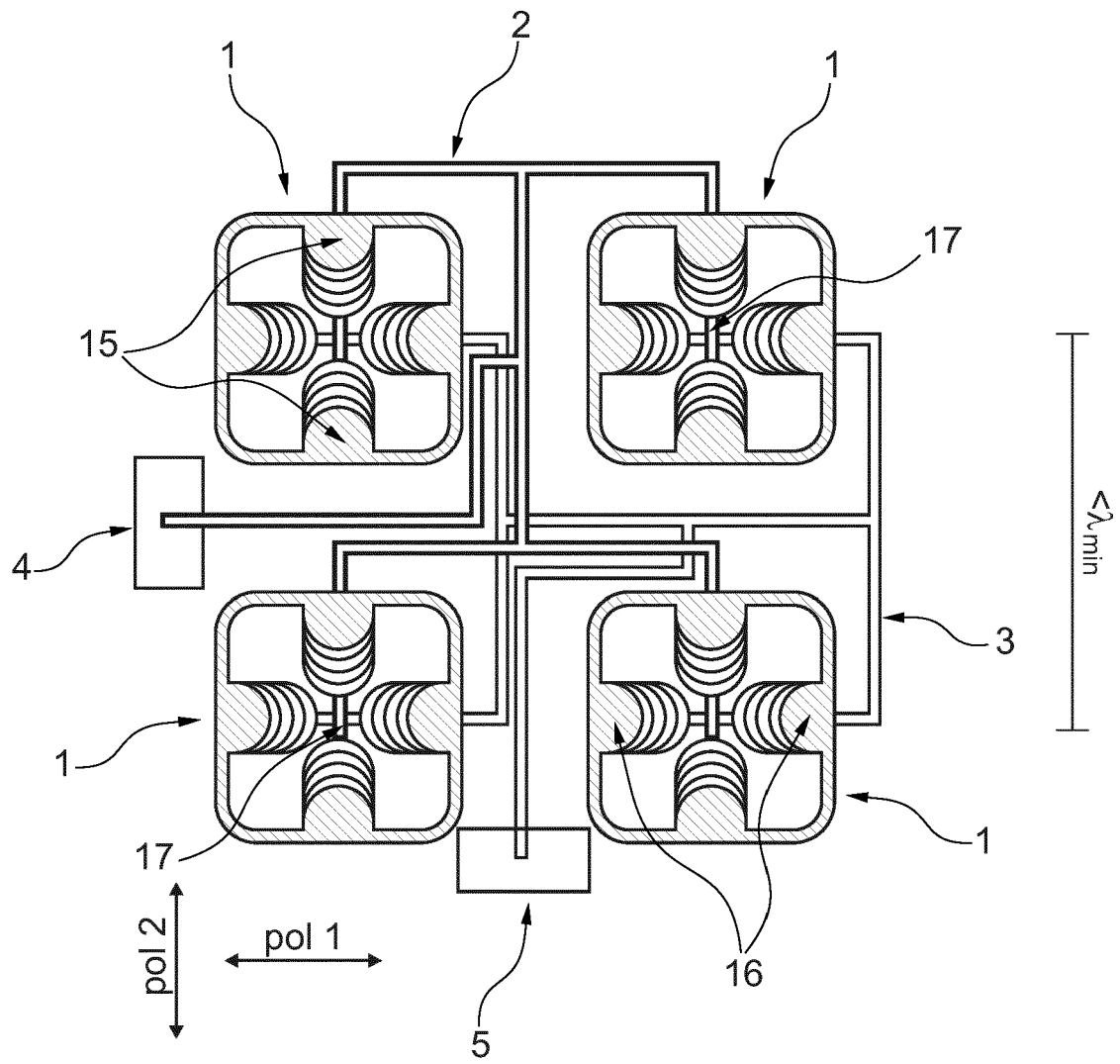


Fig. 5

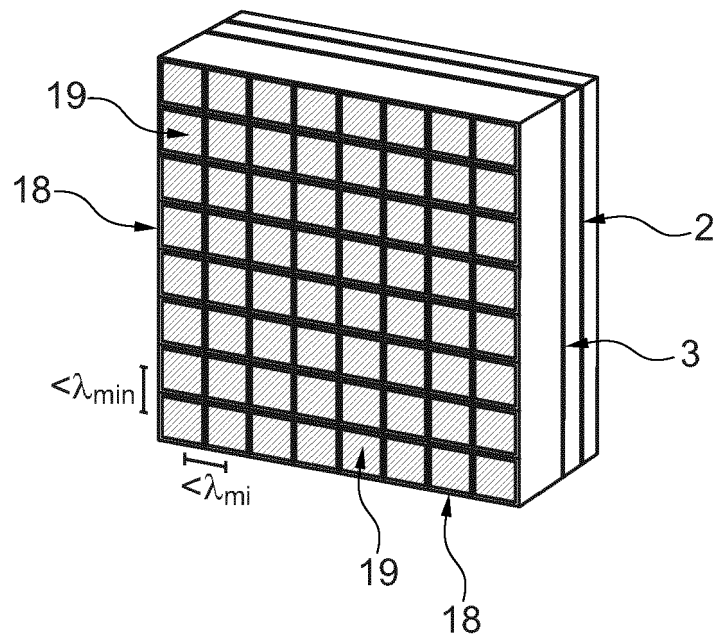


Fig. 6a

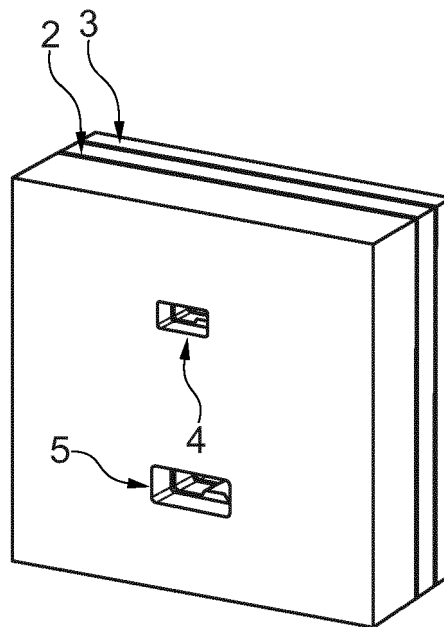


Fig. 6b

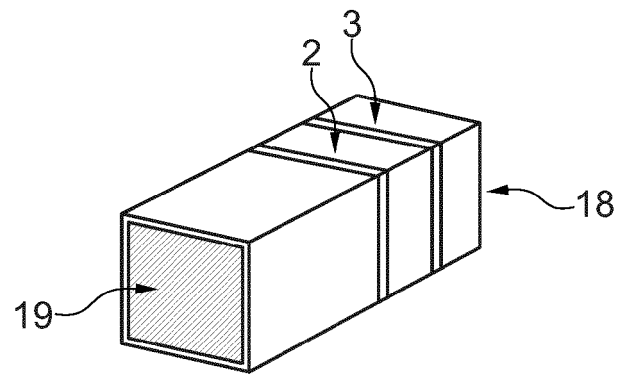


Fig. 7a

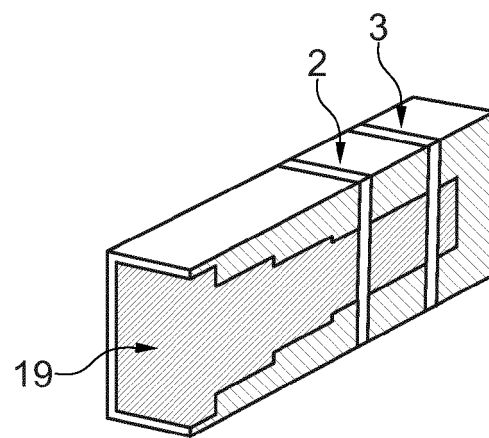


Fig. 7b

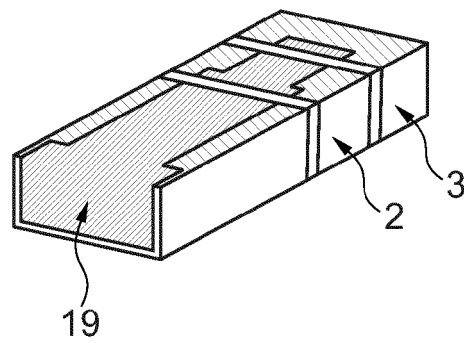


Fig. 7c

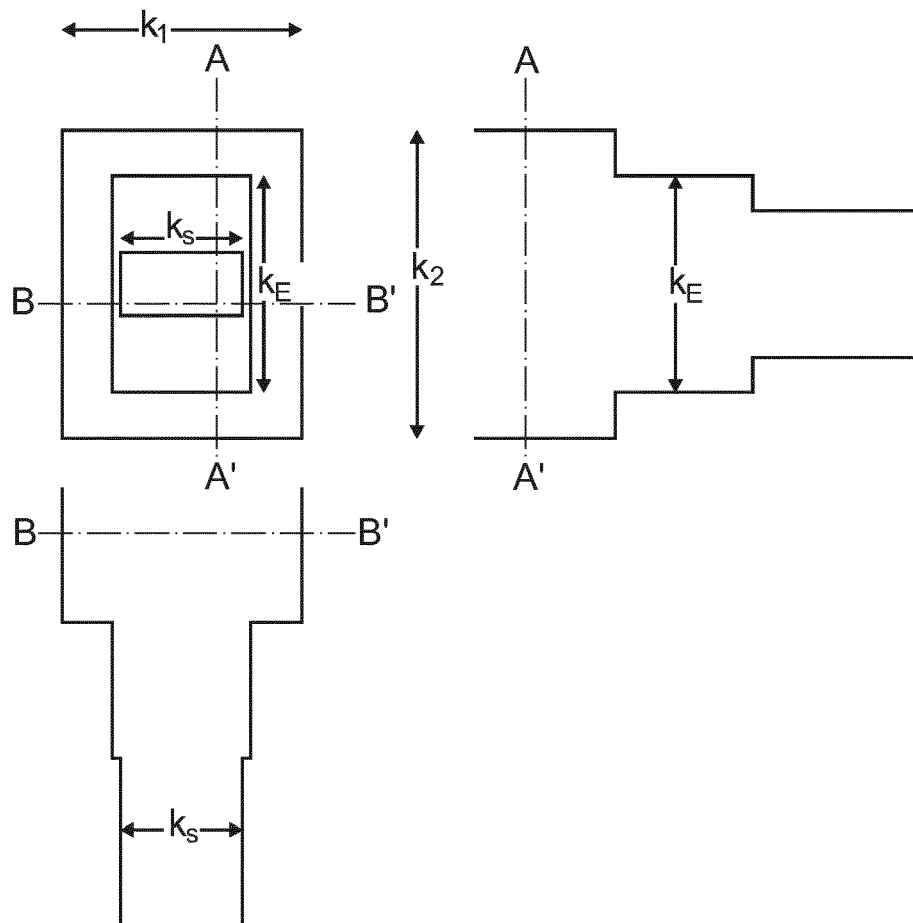


Fig. 7d

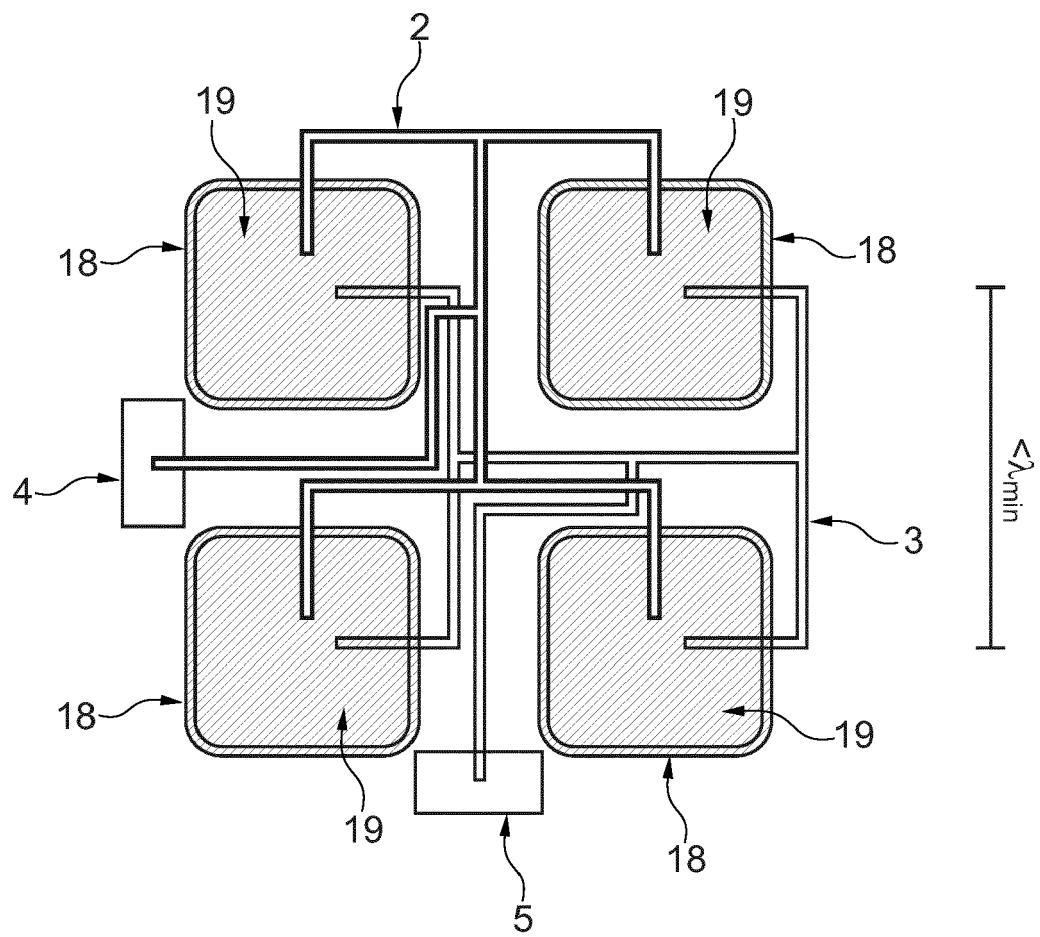


Fig. 8

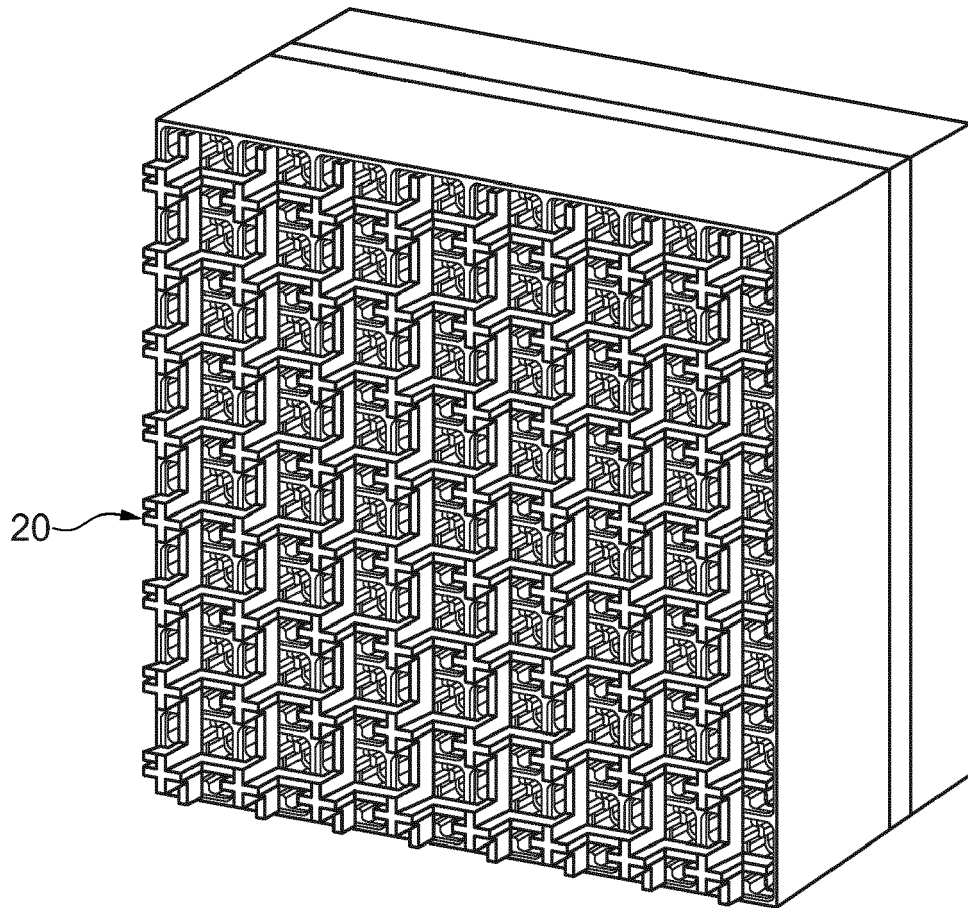


Fig. 9

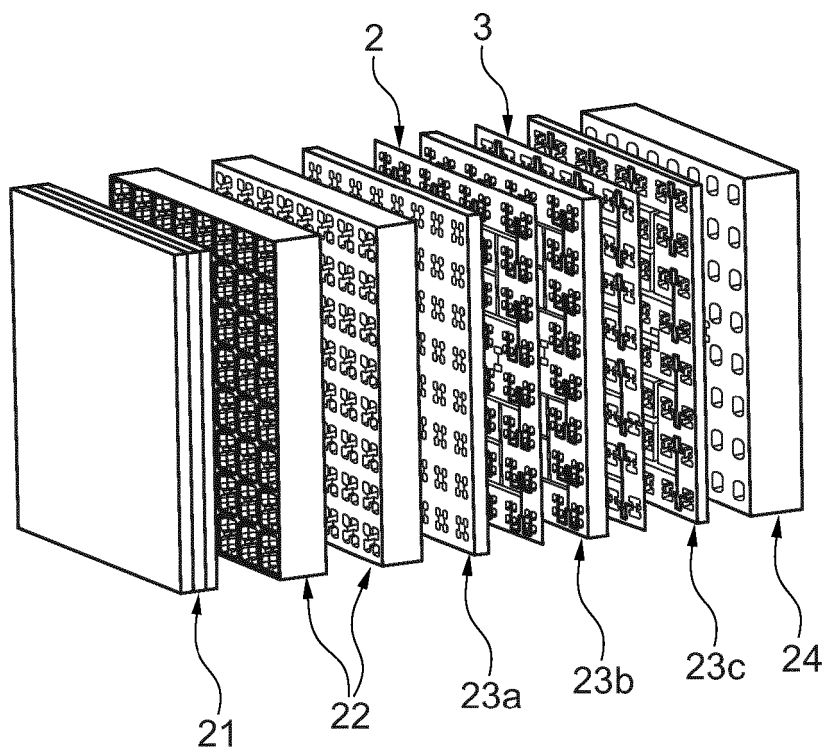


Fig. 10a

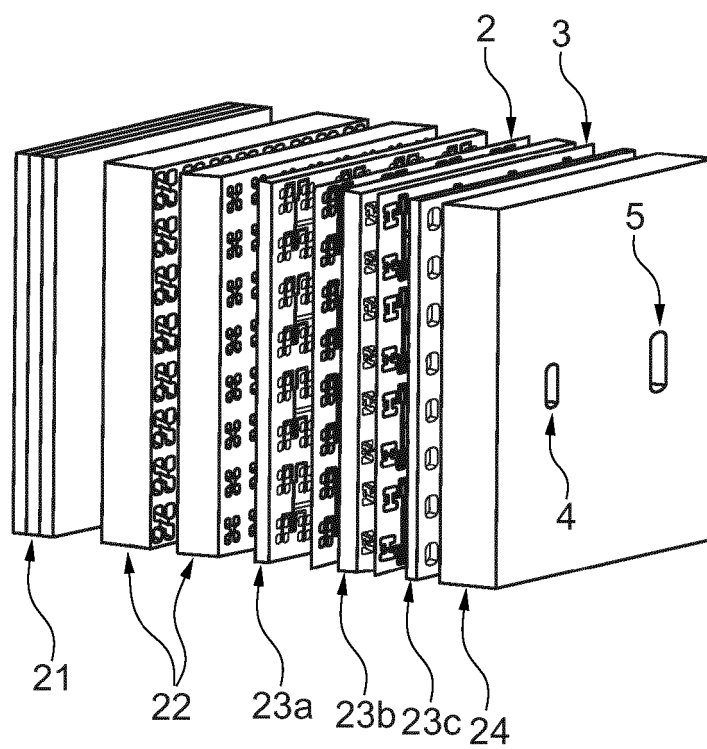


Fig. 10b

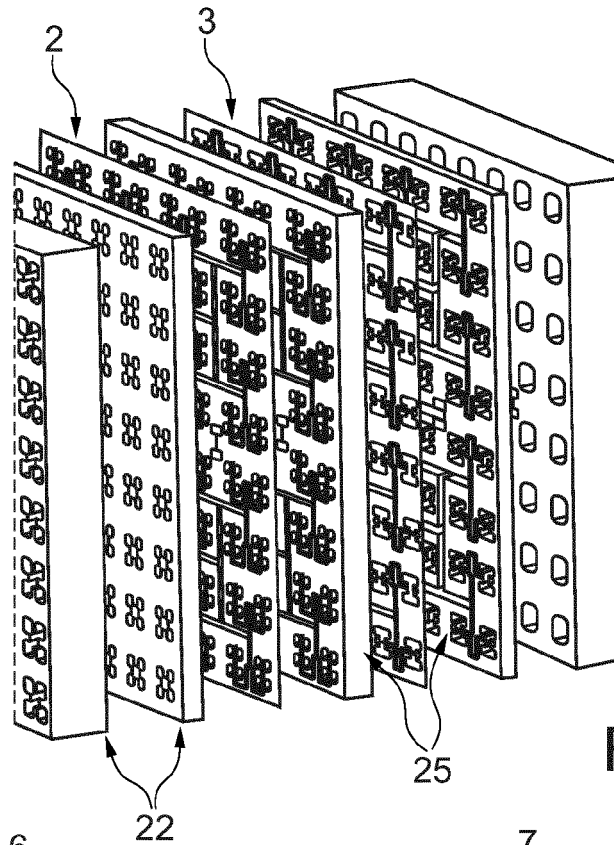


Fig. 11a

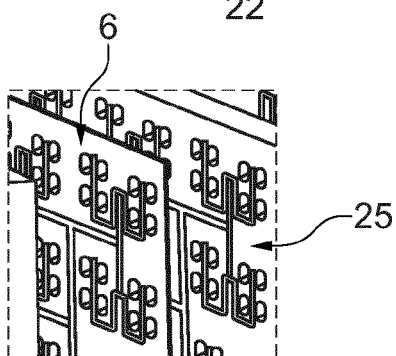


Fig. 11b

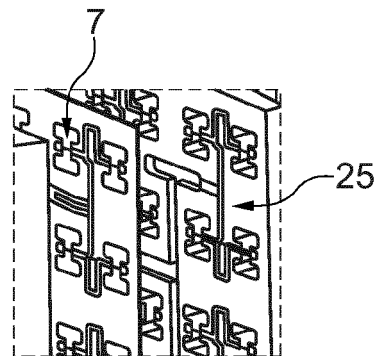


Fig. 11c

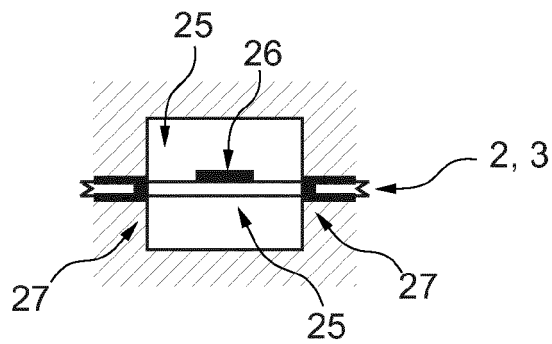


Fig. 11d

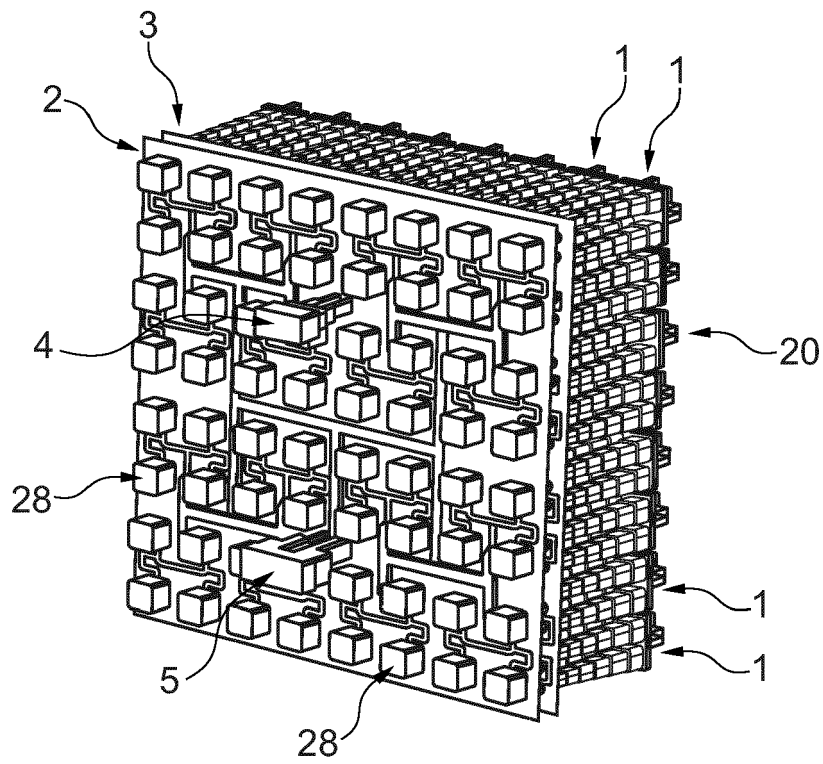


Fig. 12

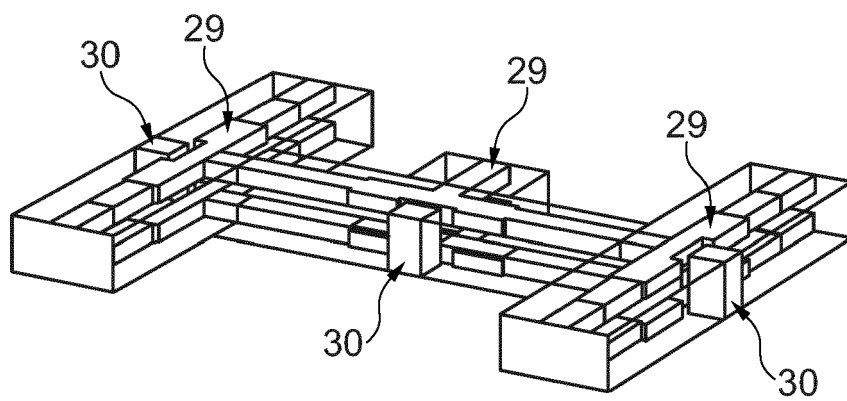


Fig. 13

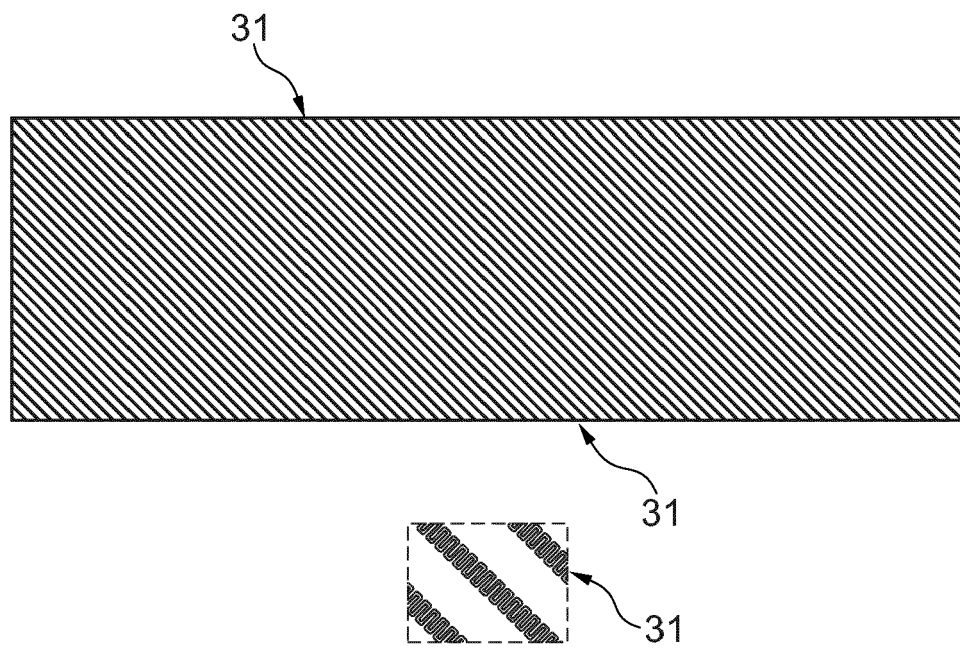


Fig. 14

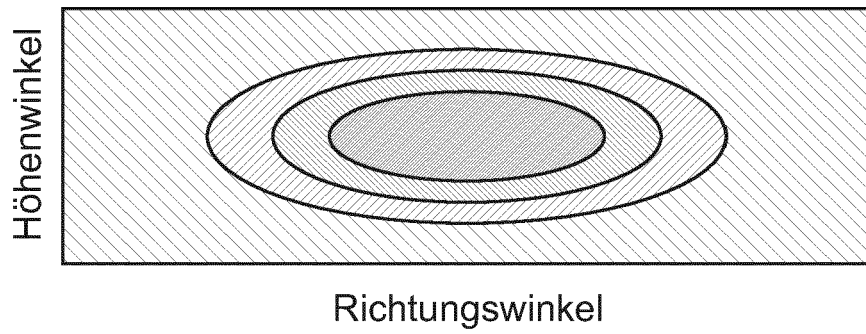


Fig. 15a

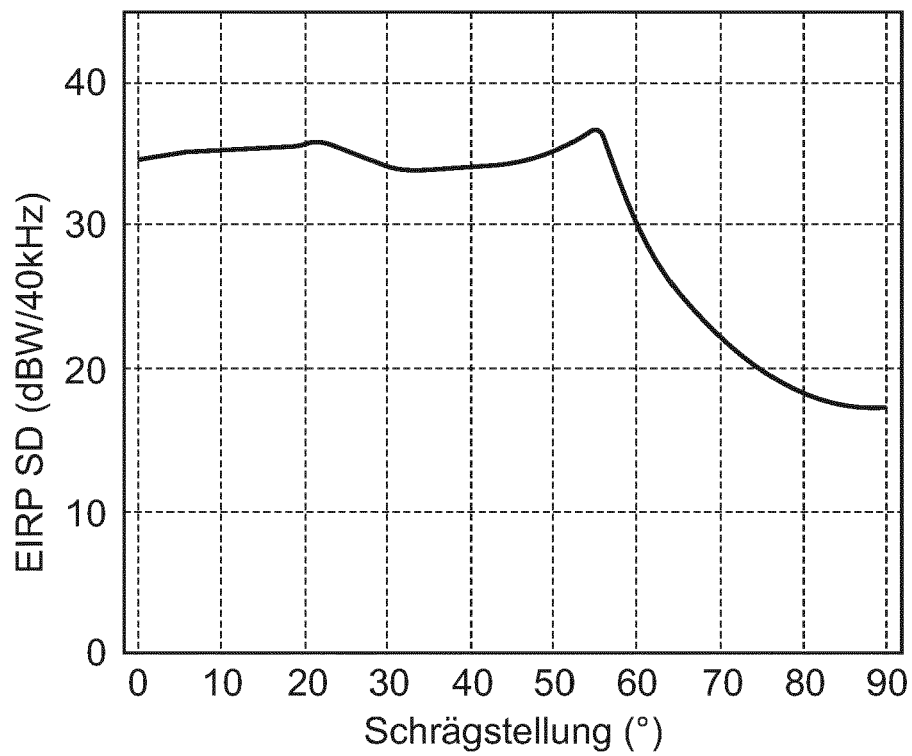


Fig. 15b

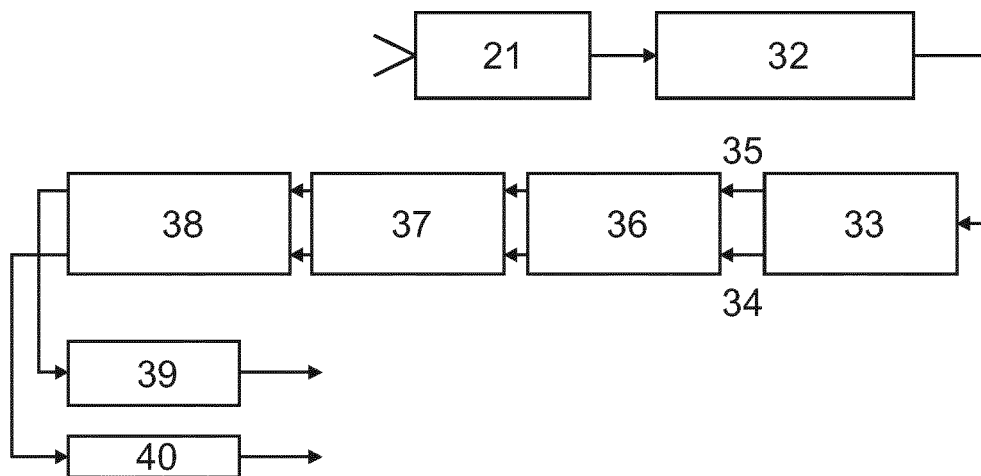


Fig. 16

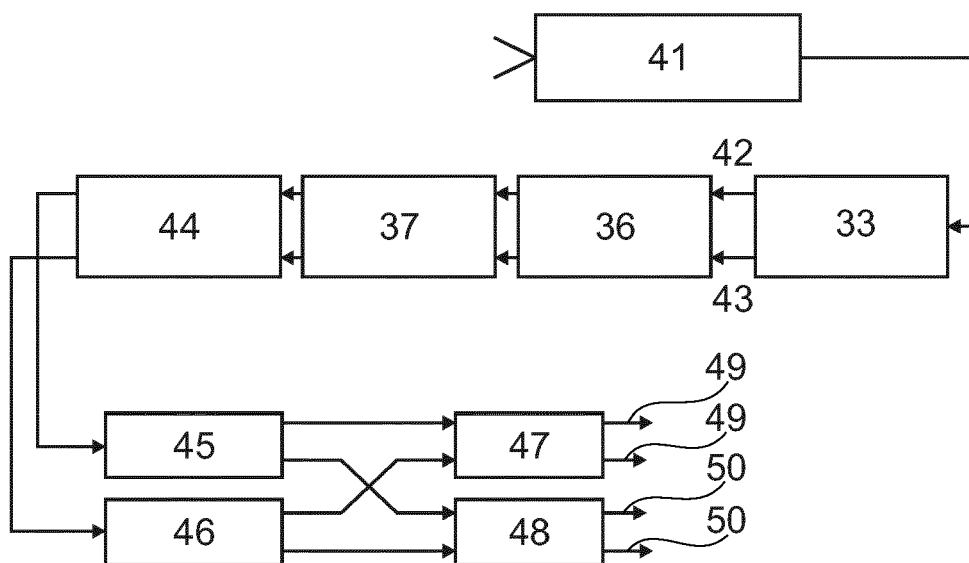


Fig. 17

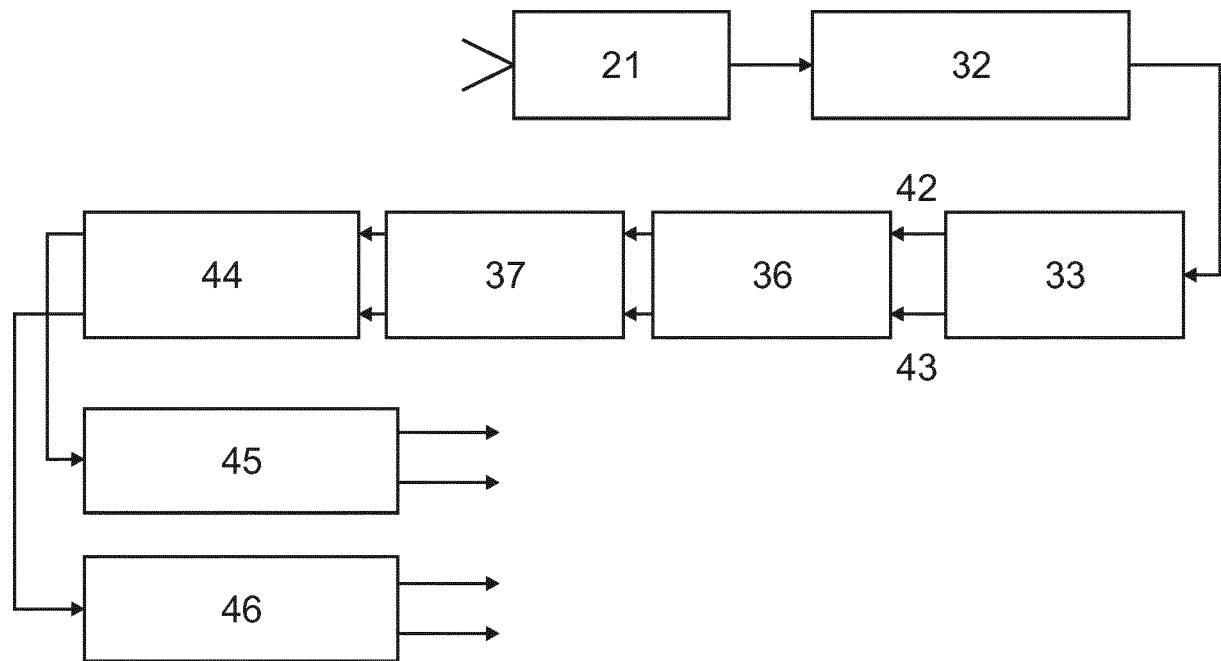


Fig. 18



EUROPÄISCHER RECHERCHENBERICHT

Nummer der Anmeldung

EP 15 17 8569

EINSCHLÄGIGE DOKUMENTE			
Kategorie	Kennzeichnung des Dokuments mit Angabe, soweit erforderlich, der maßgeblichen Teile	Betrifft Anspruch	KLASSIFIKATION DER ANMELDUNG (IPC)
Y	GB 2 426 876 A (BOEING CO [US]) 6. Dezember 2006 (2006-12-06) * Zusammenfassung; Abbildungen 2-19 * * Absätze [0056] - [0080] * -----	1-4, 6-10, 13-15	INV. H01Q13/02 H01Q21/00 H01Q21/06 H01Q19/08 H01Q15/08 H01Q15/24
Y	"Effects of Dielectrics on the Radiation Patterns of an Electromagnetic Horn", IEEE TRANSACTIONS ON ANTENNAS AND PROPAGATION,, Bd. AP-18, Nr. 4, Juli 1970 (1970-07), Seiten 553-556, XP001383946, * das ganze Dokument * -----	1-4, 6-10, 13-15	
Y,D	DE 10 2010 019081 A1 (QEST QUANTENELEKTRONISCHE SYST [DE]) 4. November 2010 (2010-11-04) * Zusammenfassung; Abbildungen 1-6 * * Absätze [0001] - [0053] * -----	9,10,14	
A	US 5 258 768 A (SMITH TERRY M [US]) 2. November 1993 (1993-11-02) * Zusammenfassung; Abbildungen 1,6,7 * * Spalte 4, Zeilen 7-64 * -----	1-15	RECHERCHIERTE SACHGEBIETE (IPC) H01Q H01P
A	US 6 271 799 B1 (RIEF GARY A [US] ET AL) 7. August 2001 (2001-08-07) * Zusammenfassung; Abbildungen 1-9 * * Spalte 1, Zeile 10 - Spalte 6, Zeile 3 * -----	1-15	
A	US 2004/095286 A1 (LEE TAE YUNE [KR] ET AL) 20. Mai 2004 (2004-05-20) * Zusammenfassung; Abbildungen 2-5 * * Absätze [0019] - [0033] * ----- -/--	1-15	
Der vorliegende Recherchenbericht wurde für alle Patentansprüche erstellt			
Recherchenort Den Haag		Abschlußdatum der Recherche 19. Oktober 2015	Prüfer Hüschelrath, Jens
KATEGORIE DER GENANNTEN DOKUMENTE X : von besonderer Bedeutung allein betrachtet Y : von besonderer Bedeutung in Verbindung mit einer anderen Veröffentlichung derselben Kategorie A : technologischer Hintergrund O : nichtschriftliche Offenbarung P : Zwischenliteratur		T : der Erfindung zugrunde liegende Theorien oder Grundsätze E : älteres Patentdokument, das jedoch erst am oder nach dem Anmeldedatum veröffentlicht worden ist D : in der Anmeldung angeführtes Dokument L : aus anderen Gründen angeführtes Dokument & : Mitglied der gleichen Patentfamilie, übereinstimmendes Dokument	

EPO FORM 1503 03.82 (P04C03)



EUROPÄISCHER RECHERCHENBERICHT

Nummer der Anmeldung
EP 15 17 8569

EINSCHLÄGIGE DOKUMENTE			
Kategorie	Kennzeichnung des Dokuments mit Angabe, soweit erforderlich, der maßgeblichen Teile	Betrifft Anspruch	KLASSIFIKATION DER ANMELDUNG (IPC)
A	EP 0 108 463 A1 (ELECTRONIQUE & PHYSIQUE [FR]; PHILIPS NV [NL]) 16. Mai 1984 (1984-05-16) * Zusammenfassung; Abbildungen 1-3 * * Seiten 1-9 * -----	1-15	
			RECHERCHIERTE SACHGEBIETE (IPC)
Der vorliegende Recherchenbericht wurde für alle Patentansprüche erstellt			
Recherchenort Den Haag		Abschlußdatum der Recherche 19. Oktober 2015	Prüfer Hüschelrath, Jens
KATEGORIE DER GENANNTEN DOKUMENTE X : von besonderer Bedeutung allein betrachtet Y : von besonderer Bedeutung in Verbindung mit einer anderen Veröffentlichung derselben Kategorie A : technologischer Hintergrund O : mündliche Offenbarung P : Zwischenliteratur		T : der Erfindung zugrunde liegende Theorien oder Grundsätze E : älteres Patentedokument, das jedoch erst am oder nach dem Anmeldedatum veröffentlicht worden ist D : in der Anmeldung angeführtes Dokument L : aus anderen Gründen angeführtes Dokument & : Mitglied der gleichen Patentfamilie, übereinstimmendes Dokument	

EPO FORM 1503 03.82 (P04C03)

**ANHANG ZUM EUROPÄISCHEN RECHERCHENBERICHT
ÜBER DIE EUROPÄISCHE PATENTANMELDUNG NR.**

EP 15 17 8569

In diesem Anhang sind die Mitglieder der Patentfamilien der im obengenannten europäischen Recherchenbericht angeführten Patentdokumente angegeben.

Die Angaben über die Familienmitglieder entsprechen dem Stand der Datei des Europäischen Patentamts am
Diese Angaben dienen nur zur Unterrichtung und erfolgen ohne Gewähr.

19-10-2015

Im Recherchenbericht angeführtes Patentdokument	Datum der Veröffentlichung	Mitglied(er) der Patentfamilie	Datum der Veröffentlichung
GB 2426876 A	06-12-2006	GB 2426876 A	06-12-2006
		US 2006270279 A1	30-11-2006
DE 102010019081 A1	04-11-2010	CN 102414922 A	11-04-2012
		DE 102010019081 A1	04-11-2010
		EP 2425490 A1	07-03-2012
		ES 2405598 T3	31-05-2013
		JP 5535311 B2	02-07-2014
		JP 2012525747 A	22-10-2012
		US 2011267250 A1	03-11-2011
		WO 2010124867 A1	04-11-2010
US 5258768 A	02-11-1993	KEINE	
US 6271799 B1	07-08-2001	AU 4905901 A	27-08-2001
		CA 2397748 A1	23-08-2001
		EP 1264366 A2	11-12-2002
		JP 2003523676 A	05-08-2003
		TW 591820 B	11-06-2004
		US 6271799 B1	07-08-2001
		WO 0161785 A2	23-08-2001
US 2004095286 A1	20-05-2004	KEINE	
EP 0108463 A1	16-05-1984	AU 573137 B2	26-05-1988
		AU 2107283 A	17-05-1984
		CA 1211837 A	23-09-1986
		DE 3374250 D1	03-12-1987
		EP 0108463 A1	16-05-1984
		US 4626865 A	02-12-1986

Für nähere Einzelheiten zu diesem Anhang : siehe Amtsblatt des Europäischen Patentamts, Nr.12/82

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

- DE 102010019081 A1, Seifried, Wenzel [0020]
- US 20060158382 A1 [0021]
- GB 2426876 A [0021]
- US 5258758 A [0022]
- US 6271799 B1 [0022]
- US 20040095286 A1 [0022]
- EP 0108463 A1 [0022]

In der Beschreibung aufgeführte Nicht-Patentliteratur

- **J.D. KRAUS ; R.J. MARHEFKA.** Antennas: for all applications. McGraw-Hill, 2002 [0020]
- Effects of Dielectrics on the Radiation Pattern of an Electromagnetic Horn. *IEEE TRANSACTIONS ON ANTENNAS AND PROPAGATION*, Juli 1970, vol. AP-18 (4 [0022]