

(12) NACH DEM VERTRAG ÜBER DIE INTERNATIONALE ZUSAMMENARBEIT AUF DEM GEBIET DES
PATENTWESENS (PCT) VERÖFFENTLICHTE INTERNATIONALE ANMELDUNG

(19) Weltorganisation für geistiges Eigentum
Internationales Büro



(43) Internationales Veröffentlichungsdatum
4. November 2010 (04.11.2010)

PCT

(10) Internationale Veröffentlichungsnummer
WO 2010/124867 A1

(51) Internationale Patentklassifikation:

H01Q 21/06 (2006.01) H01Q 13/02 (2006.01)

(21) Internationales Aktenzeichen: PCT/EP2010/002645

(22) Internationales Anmeldedatum:
30. April 2010 (30.04.2010)

(25) Einreichungssprache: Deutsch

(26) Veröffentlichungssprache: Deutsch

(30) Angaben zur Priorität:
10 2009 019 291.3
30. April 2009 (30.04.2009)

DE

(71) Anmelder (für alle Bestimmungsstaaten mit Ausnahme
von US): QEST QUANTENELEKTRONISCHE SYS-
TEME GMBH [DE/DE]; Max-Eyth-Strasse 38, 71088
Holzgerlingen (DE).

(72) Erfinder; und

(75) Erfinder/Anmelder (nur für US): SEIFRIED, Michael
[DE/DE]; Schillerstrasse 74, 71155 Altdorf (DE). WEN-
ZEL, Michael [DE/DE]; August-Lämmle-Strasse 9,
72127 Kusterdingen (DE). HÄUSSLER, Christoph [DE/
DE]; Agnes-Miegel-Strasse 12, 72762 Reutlingen (DE).
OPPENLANDER, Jörg [DE/DE]; Zur Säge 7, 72138
Kirchentellinsfurt (DE). TOMES, Jörg [DE/DE]; Pri-
mus-Truber-Strasse 44, 72072 Tübingen (DE).
FRIESCH, Alexander [DE/DE]; Löwenstrasse 10,
72072 Tübingen (DE).

(74) Anwälte: DOBLER, Markus et al.; Grosstobeler Strasse
39, 88276 Ravensburg/Berg (DE).

(81) Bestimmungsstaaten (soweit nicht anders angegeben, für
jede verfügbare nationale Schutzrechtsart): AE, AG, AL,
AM, AO, AT, AU, AZ, BA, BB, BG, BH, BR, BW, BY,
BZ, CA, CH, CL, CN, CO, CR, CU, CZ, DE, DK, DM,
DO, DZ, EC, EE, EG, ES, FI, GB, GD, GE, GH, GM,

[Fortsetzung auf der nächsten Seite]

(54) Title: BROADBAND ANTENNA SYSTEM FOR SATELLITE COMMUNICATION

(54) Bezeichnung : BREITBAND-ANTENNENSYSTEM ZUR SATELLITENKOMMUNIKATION

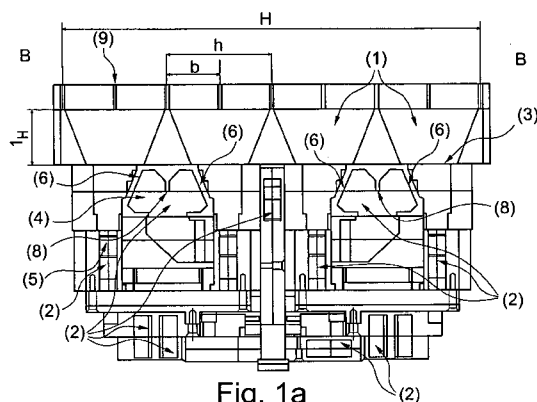


Fig. 1a

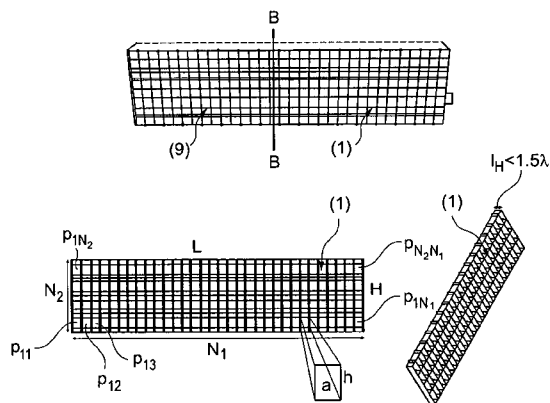


Fig. 1b

(57) Abstract: The invention relates to an antenna for broadband satellite communication, comprising a field of primary horn-shaped emitters (1) that are connected to each other by way of a waveguide supply network (2).

(57) Zusammenfassung: Es wird eine Antenne zur Breitband-Satellitenkommunikation bestehend aus einem Feld von primären Hornstrahlern (1), welche durch ein Hohlleiter-Speisenetzwerk (2) miteinander verbunden sind, vorgeschlagen.



GT, HN, HR, HU, ID, IL, IN, IS, JP, KE, KG, KM, KN, KP, KR, KZ, LA, LC, LK, LR, LS, LT, LU, LY, MA, MD, ME, MG, MK, MN, MW, MX, MY, MZ, NA, NG, NI, NO, NZ, OM, PE, PG, PH, PL, PT, RO, RS, RU, SC, SD, SE, SG, SK, SL, SM, ST, SV, SY, TH, TJ, TM, TN, TR, TT, TZ, UA, UG, US, UZ, VC, VN, ZA, ZM, ZW.

RU, TJ, TM), europäisches (AT, BE, BG, CH, CY, CZ, DE, DK, EE, ES, FI, FR, GB, GR, HR, HU, IE, IS, IT, LT, LU, LV, MC, MK, MT, NL, NO, PL, PT, RO, SE, SI, SK, SM, TR), OAPI (BF, BJ, CF, CG, CI, CM, GA, GN, GQ, GW, ML, MR, NE, SN, TD, TG).

Veröffentlicht:

(84) Bestimmungsstaaten (soweit nicht anders angegeben, für jede verfügbare regionale Schutzrechtsart): ARIPO (BW, GH, GM, KE, LR, LS, MW, MZ, NA, SD, SL, SZ, TZ, UG, ZM, ZW), eurasisches (AM, AZ, BY, KG, KZ, MD,

— mit internationalem Recherchenbericht (Artikel 21 Absatz 3)

"Breitband-Antennensystem zur Satellitenkommunikation"

Die Erfindung betrifft ein Breitband-Antennensystem zur Kommunikation zwischen mobilen Trägern und Satelliten, insbesondere für aeronautische Anwendungen.

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.

In aeronautischen Anwendungen ist das Gewicht und die Größe des Antennensystems von sehr großer Bedeutung, da es die Nutzlast des Flugzeugs verringert und zusätzliche Betriebskosten verursacht.

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.

Die regulatorischen Anforderungen an den Sendebetrieb ergeben sich z. B. aus den Normen CFR 25.209, CFR 25.222,

ITU-R M. 1643 oder ETSI EN 302 186. Alle diese regulatorischen Vorschriften sollen sicherstellen, dass im gerichteten Sendebetrieb einer mobilen Satellitenantenne keine Störung benachbarter Satelliten auftreten kann. Hierzu werden typischerweise Envelopen (Hüllkurven) 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. Als Beispiel ist in Fig. 5a die Anforderung aus CFR 22.209 an den winkelabhängigen Antennengewinn im Ku-Band in Richtung des Azimuts (tangential zum Clarke-Orbit) dargestellt (fett markierte Kurve). 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. Für den mobilen Einsatz, insbesondere auf Flugzeugen, sind solche Antennen jedoch nicht geeignet. Hier werden zur Verringerung des Luftwiderstands rechteckige oder rechteckähnliche Antennenaperturen verwendet welche ein Aspektverhältnis Höhe zu Breite von höchstens 1:4 aufweisen. Da Parabolspiegel bei solchen Aspektverhältnissen nur sehr geringe Effizienzen besitzen, kommen für die Anwendungen, z. B. auf Flugzeugen oder Kraftwagen, bevorzugt Antennenfelder in Frage.

Bei Antennenfeldern tritt jedoch das bekannte Problem der sog. „grating lobes“ auf. Grating lobes sind signifikante parasitäre Nebenkeulen, welche dadurch entstehen, dass die Strahlzentren der Antennenelemente, welche das Antennenfeld bilden, konstruktionsbedingt einen bestimmten Abstand zueinander haben müssen. Dies führt unter bestimmten Strahlwinkeln zur positiven Interferenz der Antennenstrahler und damit zur unerwünschten Abstrahlung von elektromagnetischer Leistung in unerwünschte Raumwinkelbereiche. Aus der Theorie zweidimensionaler

Antennenfelder (z. B. J. D. Kraus und R. J. Marhefka, „Antennas: for all applications“, 3rd ed., McGraw-Hill series in electrical engineering, 2002) ergibt sich, dass signifikante parasitäre grating lobes nur dann nicht auftreten, wenn die Strahlzentren des Antennenfeldes weniger als eine Wellenlänge der minimalen Nutzwellenlänge von einander entfernt sind.

Da Antennenfelder über ein Speisenetzwerk verfügen müssen, ergibt sich das praktische Problem Netzwerk- und Antennenfeldtopologien zu finden, die zum einen die obige Bedingung an den maximalen Abstand der Strahlzentren erfüllen und zum anderen so wenig Bauraum wie möglich beanspruchen. Zudem dürfen die Speisenetzwerke nur minimal dissipativ sein, um hohe Antenneneffizienzen und damit minimale Antennengrößen realisieren zu können.

Bei der gerichteten Satellitenkommunikation werden zur Erhöhung der Datenrate zudem typischerweise zwei unabhängige Signal-Polarisationen eingesetzt. Das Antennensystem muss daher in der Lage sein, zwei unabhängige Polarisationen simultan zu verarbeiten. Sowohl im Sende- als auch im Empfangsbetrieb ist eine hohe Polarisationsstrennung erforderlich damit es zu keiner Vermischung und damit zu einer Effizienzeinbuße kommt. Im Sendebetrieb bestehen zudem strenge regulatorische Anforderungen an die Polarisationsstrennung damit es zu keiner Störung benachbarter Transponder mit orthogonaler Polarisation kommen kann (vgl. z. B. CFR 25.209 bzw. 25.222). Bei Antennenfeldern muss daher zum einen gewährleistet sein, dass die primären Strahlerelemente über eine genügend gute Polarisationsstrennung bzw. -erhaltung verfügen, und zum anderen, dass in den Speisenetzwerken keine unerwünschte Vermischung der orthogonalen Polarisationen erfolgt.

Insbesondere bei aeronautischen Anwendungen stellt die erforderliche Polarisationsentkopplung bei linear polarisierten Signalen sehr hohe Anforderungen an das Antennensystem. Da solche Systeme typischerweise auf dem

Flugzeugrumpf angebracht sind und über einen Zwei-Achsen Positionierer verfügen, liegt die Antennenapertur mit ihrer Azimutachse immer in der Flugzeugebene. Die Flugzeugebene ist typischerweise eine Tangentialebene zur Erdoberfläche. Sind nun Flugzeugposition und Satellitenposition nicht auf der gleichen geographischen Länge, dann ist die Antennenapertur, wenn sie auf den Satelliten gerichtet ist, immer um einen bestimmten Winkel, der von der geographischen Länge abhängt, gegenüber der Ebene des Clarke-Orbits, verdreht. Dieser sog. geographische skew kann bei mobilen Anwendungen nicht durch eine Drehung der Antenne um eine senkrecht zur Aperturebene liegende Achse kompensiert werden, wie dies bei stationären terrestrischen Antennen möglich ist. So muss ein aeronautisches Antennensystem trotz des im Prinzip ungünstigen Längen zu Seitenverhältnisses auch bei Vorliegen eines geographischen skews bis zu einem bestimmten Drehwinkel von typischerweise ca. $\pm 35^\circ$ die regulatorischen Anforderungen erfüllen können.

Damit ergeben sich folgende Problemstellungen für mobile, insbesondere aeronautische Satellitenantennen, die simultan gelöst werden müssen:

1. minimal mögliche Dimension zur Erfüllung der regulatorischen Anforderungen,
2. höchste Antenneneffizienz bei minimalem Gewicht,
3. große Bandbreite um das Empfangs- und das Sendeband abzudecken (z. B. Ku-Band Betrieb: 10, 7-12, 75 GHz und 13, 75-14, 5 GHz),
4. sehr gute Richtcharakteristik,
5. hohe Polarisationsstrennung,
6. Kompensation des geographischen skews durch Nachführung der Polarisations Ebenen bei linear polarisierten Signalen.

Stand der Technik:

Es ist bekannt, dass Antennen welche als Felder von Hornstrahlern ausgebildet sind, über eine sehr hohe Effizienz

verfügen. Werden Felder von Hornstrahlern mit einem Netzwerk von Hohlleitern gespeist, dann kann die Dämpfung elektromagnetischer Wellen durch solche Netzwerke sehr klein werden. Ein solches Feld wird z. B. in der Patentschrift US 5243357 vorgeschlagen. Es handelt sich dabei allerdings um eine reine Empfangsantenne (Spalte 1, Zeile 10 ff.). Die für den Betrieb als Sendeantenne notwendige, sehr hohe Polarisationsentkopplung kann mit dem vorgeschlagenen Netzwerk aus quadratischen Hohlleitern nicht erreicht werden. Zudem ist der Abstand zwischen den Strahlerelementen konstruktionsbedingt vergleichsweise groß, da die quadratischen Hohlleiter zur effizienten Wellenleitung Abmessungen im Bereich der halben Wellenlänge der Nutzfrequenz haben müssen und die Zentren der Strahlelemente daher weit mehr als eine Wellenlänge voneinander entfernt sind. Es ist bekannt, dass dies in der Antennencharakteristik zu signifikanten Nebenkeulen (sog. „grating lobes“) führt. Im reinen Empfangsbetrieb sind diese Nebenkeulen unschädlich. Ein regulatorisch erlaubter Sendebetrieb ist jedoch nicht möglich, da z. B. CFR 25.209 bzw. CFR 25.222 sehr strenge Anforderungen an die Nebenkeulenunterdrückung setzen. Eine Verbesserung der Polarisationsstrennung kann durch separate Speisetzwerke erreicht werden. So wird z. B. in der US 2005/0146477 vorgeschlagen, jeweils ein eigenes Speisetzwerk für die linkszirkulare und die rechtszirkulare Polarisierung zu verwenden. Die Strahlerelemente (hier Aperturkreuze) müssen hierzu jedoch seriell gespeist werden. Dies schränkt die nutzbare Bandbreite stark ein. Ein typischer Ku-Band Betrieb, z. B. mit einem Empfangsband von 10,7 GHz bis 12,75 GHz und einem Sendeband von 14,0 GHz bis 14,5 GHz, ist mit einer solchen Anordnung nicht möglich. In z. B. US 5568160 wird ebenfalls vorgeschlagen, das Verteilernetzwerk mit Aperturkreuzen zu speisen. Primäre Antennenelemente sind hier jedoch quadratische Hornstrahler. Das Speisetzwerk zerfällt in ein Netzwerk für die horizontale und ein Netzwerk für die vertikale Polarisierung. Eine hohe Polarisationsentkopplung ist damit möglich. Konstruktionsbedingt liegen die Strahlerzentren jedoch auch hier vergleichsweise weit auseinander, sodass parasitäre Nebenkeulen auftreten. Dasselbe Problem tritt bei

den z. B. in US 6225960, WO 2006/061865 und GB 2247990 vorgeschlagenen Anordnungen auf. In der US 6201508 wird vorgeschlagen, zur Homogenisierung der Aperturbelegung über jedem einzelnen Hornstrahler ein Gitter („crossed septum“; Spalte 3, Zeile 26) anzubringen. Die Strahlzentren liegen jedoch auch hier konstruktionsbedingt weit mehr als eine Wellenlänge voneinander entfernt und phasenkorrelationsbedingte parasitäre Nebenkeulen treten weiterhin auf. Auch besitzt die Vorrichtung konstruktionsbedingt eine erhebliche Höhe (Ausdehnung senkrecht zur Aperturebene), was sie für mobile und insbesondere für aeronautische Anwendungen kaum brauchbar macht (im Ku-Band „0.37 m“; Spalte 5, Zeile 15).

Zeichnungen:

- Fig. 1a-c stellen den erfindungsgemäßen Aufbau einer Hornfeld-Apertur und den schematischen Aufbau der Speisenetzwerke dar;
- Fig. 2 zeigt den Detailaufbau der Aperturoberfläche;
- Fig. 3a-d zeigen die Rückseite einer erfindungsgemäßen Antenne und den detaillierten Aufbau des Hornstrahler-Feldes mit den Speisenetzwerken für zwei orthogonale lineare Polarisationen;
- Fig. 4a-b stellen exemplarisch einen E-Feld Teiler und einen H-Feld Teiler der Speisenetzwerke dar;
- Fig. 5a-b zeigen ein typisches Antennendiagramm einer erfindungsgemäßen Antenne,
- Fig. 6 zeigt die Rückseite einer erfindungsgemäßen Antenne mit Frequenzdiplexern und Verstärkern;
- Fig. 7 stellt ein erfindungsgemäßes Hohlleitermodul zur Polarisationsnachführung dar;

Fig. 8 zeigt ein aeronautisches Antennensystem mit einem Zwei-Achsen-Positionierer;

Fig. 9 stellt einen kombinierten E-Feld und H-Feld Teiler dar, mit dessen Hilfe die Antenne hochpräzise nachgeführt werden kann.

Die Aufgabe der Erfindung besteht darin, ein breitbandiges Antennensystem, insbesondere für aeronautische Anwendungen zur Verfügung zu stellen, das bei minimalen Dimensionen einen regulatorisch konformen Sende- und Empfangsbetrieb und die präzise Ausrichtung der Antenne auf den Zielsatelliten erlaubt.

Diese Aufgabe wird mit der Erfindung gemäß des Anspruchs 1 gelöst. Fig. 1a-c stellen einen bevorzugten erfindungsgemäßen Aufbau des Antennensystems dar. Die Antenne zur Breitband-Satellitenkommunikation, insbesondere für mobile Anwendungen, besteht aus einem Feld von primären Hornstrahlern (1), welche durch ein Hohlleiter-Speisenetzwerk (2) miteinander verbunden sind, wobei die Antenne aus einer Anzahl $N=N_1 \times N_2$ primären Hornstrahlern mit $N_1 > 4 N_2$ besteht, N_1 und N_2 ganze gerade Zahlen sind, für die gesamte Aperturfläche A der Antenne $A=L \times H$ mit $L \geq 4 H$ und $L < N_1 \lambda$ gilt, wobei λ die minimale Freiraumwellenlänge der zu sendenden oder zu empfangenden elektromagnetischen Welle bezeichnet, die primären Hornstrahler den Empfang und das Senden von zwei orthogonalen linear polarisierten elektromagnetischen Wellen dadurch ermöglichen, dass sie über eine rechteckige Aperturfläche $a = l \times h$ mit $l < h$ und $l < \lambda$ und einen jedenfalls näherungsweise quadratischen Ausgang (3) verfügen, wobei $L = N_1 l$, $H = N_2 h$, und $A = N_1 \times N_2 \times l \times h = L \times H$ gilt, und die primären Hornstrahler (1) direkt an ihrem Ausgang (3) über rechteckige Hohlleiter (4,5) derart gespeist werden, dass die eine der orthogonalen linearen Polarisationen parallel zur Aperturfläche zu- und abgeführt wird und die andere der orthogonalen linearen Polarisationen über ein Hohlleiter-Septum (6) in einer Ebene senkrecht zur Aperturfläche zu- und abgeführt wird, die Hörner der primären Hornstrahler gestaucht

sind und senkrecht zur Aperturfläche eine Länge $l_H < 1,5 \lambda$ aufweisen, das Hohlleiter-Speisenetzwerk (2) aus einem Speisenetzwerk für die eine der beiden orthogonalen linearen Polarisierungen (4) und einem davon getrennten Speisenetzwerk für die andere der beiden orthogonalen linearen Polarisierungen (5) besteht, jedes der beiden Speisenetzwerke als binärer Baum mit binären E- und H-Leistungsteilern (7, 8) aufgebaut ist, sodass der jeweils letzte Leistungsteiler auf der niedrigsten Ebene des binären Baums die Leistungen von zwei Halbaperturen mit jeweils $N/2$ primären Hornstrahlern für jede der beiden orthogonalen Polarisierungen getrennt symmetrisch zusammenführt, die Aperturbelegung der Antenne jedenfalls näherungsweise der Relation

$$p_{1,j} < p_{2,j} < p_{3,j} < \dots < p_{k,j} = p_{k+1,j} = p_{k+2,j} = \dots = p_{k+m,j} > p_{k+m+1,j} > p_{k+m+2,j} > p_{k+m+3,j} > \dots > p_{2k+m,j}$$

folgt, wobei k und m ganze Zahlen sind und $2k+m=N_1$ gilt, und die Leistungen $p_{i,j}$, $i=1..N_1$, $j=1..N_2$, die Leistungsbeiträge der einzelnen primären Hornstrahler bezeichnen, die Aperturbelegung durch symmetrische und asymmetrische binäre E- und H-Leistungsteiler (7, 8) in jedem der beiden Speisenetzwerke für jede der beiden orthogonalen Polarisierungen realisiert ist, und die gesamte Aperturfläche von einem Phasenegalisierungsgitter (9) abgedeckt ist, wobei die Maschen (10) des Phasenegalisierungsgitters eine quadratische Dimension mit Kantenlänge b aufweisen und jedenfalls näherungsweise $b = 1$, $h = 2b$ und $b < \lambda$ gilt, sodass in der Richtung N_1 die Stege des Gitters über der Stoßkante zweier benachbarter Hornstrahler liegen und in Richtung N_2 die Stege des Gitters sich jedenfalls näherungsweise genau in der Mitte der Aperturfläche der einzelnen Hornstrahler befinden.

Durch die Dimensionierung des Hornstrahler-Feldes mit einer Anzahl $N=N_1 \times N_2$ primären Hornstrahlern, wobei $N_1 > 4 N_2$, und N_1 und N_2 ganze gerade Zahlen, wird eine rechteckige Antennenapertur erzielt, die den Anforderungen einer möglichst geringen Höhe im mobilen, insbesondere aeronautischen, Einsatz genügt. Diese Dimensionierungsvorschrift stellt zudem sicher, dass bei Drehung der Antenne um die Hauptstrahlachse die mit der Drehung zwangsläufig verbundene Aufweitung der Hauptkeule

innerhalb des für die Anwendung wichtigen Winkelbereichs $\pm 35^\circ$ gering bleibt. Bei einem Längen zu Seiten Verhältnis von 4:1 beträgt die Aufweitung etwa im Ku-Sendeband (14 GHz-14,5 GHz) nur wenige Zehntel Grad.

Der Winkelbereich für den geographischen skew von $\pm 35^\circ$ ist deshalb von besonderer Bedeutung, weil dann z. B. im Ku-Band der gesamte Nordamerikanische Kontinent mit nur einem Satelliten abgedeckt werden kann. Dies führt zu einer erheblichen Reduzierung der Providingkosten eines entsprechenden Dienstes.

Sind N_1 und N_2 gerade Zahlen, dann kann das Hornstrahler-Feld mit einem in beiden Richtungen binären Zuführungsnetzwerk effizient gespeist werden.

Die Dimensionierungsvorschrift für die Länge L des Hornstrahlerfeldes, $L < N_1 \lambda$, stellt sicher, dass in Azimutrichtung keine parasitären Nebenkeulen auftreten, die durch einen zu großen Abstand der Strahlzentren der primären Hornstrahler erzeugt werden. Die Wellenlänge λ muss dabei die kleinste der im Sendebetrieb auftretende Wellenlänge sein. Im Ku-Band Sendebetrieb ist dies z. B. die Wellenlänge bei 14.5 GHz, sodass $\lambda \approx 2,07$ cm. Nur durch die Unterdrückung parasitärer Nebenkeulen ist ein regulatorisch erlaubter Sendebetrieb möglich.

Die primären Hornstrahler besitzen, wie in Fig. 1b und Fig. 2 dargestellt, eine rechteckige Aperturfläche a , mit $a = l \times h$ und $l < h$. Das Hornstrahlerfeld ist dann entsprechend den Vorschriften $L = N_1 l$, $H = N_2 h$, und $A = N_1 \times N_2 \times l \times h = L \times H$ aufgebaut, wobei A die gesamte Aperturfläche des Feldes bezeichnet. Damit liegen die Aperturflächen a der primären Hornstrahler in Azimut- und Elevationsrichtung dicht nebeneinander und sind mit ihrer kurzen Kante in Azimutrichtung und mit ihrer langen Kante in Elevationsrichtung ausgerichtet. Mit $l < \lambda$ wird dann erreicht, dass bei dichter Hornbelegung keine parasitären Nebenkeulen in Azimutrichtung auftreten können. Wird z. B. für den Ku-Band

Sendebetrieb im Frequenzband 14 GHz-14,5 GHz $l < \lambda_{\max}$ und $l \approx \lambda_{\max} \approx 2,07$ cm gewählt, dann erhält man bei erfindungsgemäßer Wahl von $h = 2l$ und $N_1 > 4 N_2$ ein Hornstrahlerfeld minimaler Dimension, dass den regulatorischen Anforderungen entsprechen kann. Wird regulatorisch z. B. für die 3dB-Breite Δ_{3dB} der Hauptkeule in Azimut 2° gefordert, dann ergibt sich mit der bekannten Näherungsformel $\Delta_{3dB} = 51^\circ/L_\lambda$ (z. B. J. D. Kraus und R. J. Marhefka, „Antennas: for all applications“, 3rd ed., McGraw-Hill series in electrical engineering, 2002, pa. 374) mit $L_\lambda = L/\lambda_{\max} = N_{1,\min}$ eine minimale Anzahl $N_{1,\min} = 26$. Für die minimale Anzahl von N_2 , $N_{2,\min}$, gilt dann $N_{2,\min} \leq 4$, der Vorschrift, dass N_1 und N_2 ganze gerade Zahlen sind, entsprechend.

Wird nun zusätzlich die Vorschrift aus Anspruch 1 herangezogen, dass das Speisenetzwerk als binärer Baum ausgeführt ist, dann ergibt sich ein Hornstrahlerfeld mit $N_1=32$ und $N_2=4$, d. h. $L \approx 64$ cm und $H \approx 16$ cm. Wird die Aperturbelegung durch symmetrische und asymmetrische binäre E- und H-Leistungsteiler nun erfindungsgemäß gewählt, dann kann das Antennendiagramm den regulatorischen Vorschriften entsprechen.

Durch die Dimensionierung der primären Hornstrahler ist zudem sichergestellt, dass diese über einen quadratischen Ausgang verfügen können, der zwei orthogonale lineare Polarisationen unterstützt. Der quadratische Ausgang (3) wird durch zwei in orthogonalen Ebenen zueinander liegenden rechteckigen Hohlleitern gespeist. Diese Geometrie stellt eine effektive Polarisationsstrennung sicher. Zudem ist der in einer Ebene senkrecht zur Aperturebene liegende Speisehohlleiter mit einem Hohlleiterseptum (6) versehen, das die parasitäre Migration der orthogonalen Polarisierung in diesen Hohlleiterzweig verhindert. Der Übergang vom quadratischen Ausgang (3) des primären Hornstrahlers zu dem in der Aperturebene liegenden Eingang des Rechteckhohlleiters der einen linearen Polarisierung ist typischerweise stufenförmig ausgelegt. Dies kann ebenfalls die Polarisationsstrennung und die Breitbandigkeit verbessern. Eine typische Ausführungsform der Signalauskopplung aus den primären Hornstrahlern ist in Fig. 2 dargestellt.

Um die Dimensionen des Hornfeldes möglichst gering zu halten, sind die Hörner der primären Hornstrahler in Strahlrichtung gestaucht. Ihre Länge senkrecht zur Aperturfläche beträgt lediglich $l_H < 1,5 \lambda$. Diese Länge ist sehr viel kleiner als die Länge, welche sich nach den bekannten Dimensionierungsvorschriften für Hornaperturen ergeben würde und führt ohne Phasenegalisierungsgitter zu einer signifikanten Impedanzfehlانpassung an die Freiraumwelle und damit zu erheblichen Reflektionsverlusten. Wird die Apertur jedoch mit einem erfindungsgemäßen Phasenegalisierungsgitter versehen, dann können die Hörner erfindungsgemäß dimensioniert werden ohne dass signifikanten Verluste auftreten. Dies führt zu einer erheblichen Größenreduzierung der Gesamtantenne. Das Phasenegalisierungsgitter hat bei erfindungsgemäßen Antennen daher nicht nur die Aufgabe die Phasenbelegung der Apertur zu homogenisieren, sondern dient auch zur Impedanzanpassung der primären Hornstrahler an die Freiraumwellenimpedanz.

Zur Erzielung einer größtmöglichen Polarisationsstrennung und einer größtmöglichen instantanen Bandbreite ist ein für jede der beiden orthogonalen Polarisierungen getrenntes Speisenetzwerk vorgesehen. Die getrennte Speisung direkt ab Hornausgang hat zudem den Vorteil, dass die beiden linearen orthogonalen Polarisierungen völlig getrennt verarbeitet werden können und ein hochpräziser Phasenabgleich erfolgen kann. Dies ist notwendig, um die für die Polarisationsnachführung erforderliche Genauigkeit von typischerweise $< 1^\circ$ über die gesamte instantane Bandbreite von typischerweise mehr als 3 GHz erzielen zu können. Auch wird die Trennung von Sende- und Empfangsband durch entsprechende Frequenzdiplexer dadurch erleichtert.

Der Aufbau der Speisenetzwerke als binäre Bäume, wie schematisch in Fig. 1c dargestellt, ermöglicht die Verwendung von hochpräzisen binären symmetrischen und asymmetrischen E-Feld und H-Feld Leistungsteilern (7, 8), wie sie beispielhaft in Fig. 4a und Fig. 4b dargestellt sind. Diese hohe Präzision ist notwendig, um einen für beide

Polarisationen nahezu identischen Frequenzgang über die gesamte instantane Bandbreite zu erzielen, was erforderlich ist, um die notwendige Präzision bei der Polarisationsnachführung erreichen zu können. Konstruktionsbedingt kann ein hocheffizienter Phasenabgleich dann durch eine geeignete Kombination von Hohlleiterstücken mit Koaxialkabelstücken über die gesamte instantane Bandbreite erzielt werden. Zudem hat dies den Vorteil, dass die Amplituden- und Phasenbelegung der Apertur sehr genau eingestellt werden kann. Dies ist notwendig um die regulatorische Envelope zuverlässig über die gesamte erforderliche Sendebandbreite von typischerweise mehr als 500 MHz einhalten zu können. Es hat sich gezeigt, dass im Gegensatz zu Mehrfach-Leistungsteilern sich bei größeren Feedingstrukturen produktionsbedingte Toleranzen bei binären Strukturen typischerweise herausmitteln. Die Hohlleiter (2) der Speisenetzwerke sind für beide Polarisationen derart dimensioniert, dass zum Einen eine möglichst verlustfreie Wellenleitung über die gesamte instantane Bandbreite erreicht wird, und zum Anderen durch eine hohe Integrationsdichte der erforderliche Bauraum minimiert wird. Im Ku-Band z. B. kommen daher Hohlleiter zum Einsatz deren Seitenverhältnis wesentlich kleiner als das Standardverhältnis 1:2 ist. In der in Fig. 1a dargestellten Ausführungsform besitzen die Hohlleiter (2) lediglich ein Seitenverhältnis von 6,5:16. Es hat sich gezeigt, dass dies ausreicht um die gesamte instantane Bandbreite von 10,7 GHz-12,75 GHz und 13,75 GHz-14,5 GHz abzudecken. Gegenüber Hohlleitern mit Standarddimensionen wird dadurch eine signifikante Volumenreduzierung bei den Speisenetzwerken von ca. 20 % und eine entsprechende Gewichtsreduzierung erreicht. So hat die in Fig. 3a-d dargestellte Ausführungsform für das Ku-Band insgesamt nur eine Tiefe (Ausdehnung senkrecht zur Aperturebene) von ca. 15 cm, was insbesondere für aeronautische Anwendungen von sehr großem Vorteil ist.

Es ist vorgesehen, die Speisenetzwerke derart auszuführen, dass der Leitungsteiler auf der niedrigsten Ebene die Signale der zwei Halbaperturen mit jeweils $N/2$ primären Hornstrahlern

zusammenführt. Dies hat den Vorteil, dass dieser Leistungsteiler auch als kombinierter E-Feld und H-Feld Teiler ausgelegt werden kann. Damit kann nicht nur das Summensignal der beiden Halbaperturen sondern auch das Differenzsignal direkt am Aperturausgang abgegriffen werden. Wird das Differenzsignal entsprechend verarbeitet ermöglicht dies die hochpräzise Ausrichtung der Antenne auf den Zielsatelliten. Für den Ku-Band Sendebetrieb in den USA z. B. verlangt die Norm CFR 25.222 eine Genauigkeit bei der Ausrichtung auf den Zielsatelliten von $< 0.2^\circ$. Dies ist mit herkömmlichen Methoden der „open loop“ Nachführung mit Hilfe von Positionsdaten (z. B. über GPS und/oder Inertialdetektoren) nur über kurze Zeiträume möglich. Dann muss der Sendebetrieb unterbrochen und die Antenne mit Hilfe des Empfangssignals neu ausgerichtet werden.

Ist die Apertur hingegen so aufgebaut, dass sie das Differenzsignal zur Verfügung stellen kann, dann können mit Hilfe einer „closed loop“ Nachführung Genauigkeiten erzielt werden, die zeitlich dauerhaft $<< 0.2^\circ$ sind.

In Fig. 1c ist der schematische Aufbau der beiden Speisenetzwerke für die beiden orthogonalen linearen Polarisationen dargestellt. Direkt am Ausgang (3) der primären Hornstrahler (1) werden die beiden Polarisationen getrennt und in zwei getrennten Speisenetzwerken (4) (durchgezogene Linien) und (5) (punktierte Linien) zu- und abgeführt. Beide Speisenetzwerke sind als binäre Bäume mit E-Feld Teilern (7) und H-Feld Teilern (8) ausgeführt. Auf der niedrigsten Ebene werden jeweils die Signale von $N/2$ primären Hornstrahlern symmetrisch zusammengeführt. Zur Messung des Differenzsignals der beiden Aperturhälften für beide Polarisationen kann der Teiler auf der niedrigsten Ebene als kombinierter E-Feld und H-Feld Teiler (30) ausgeführt werden.

Es ist zudem vorgesehen die Apertur mit einer hyperbolen Amplitudenbelegung zu versehen, die jedenfalls näherungsweise der Relation

$$p_{1,j} < p_{2,j} < p_{3,j} < \dots < p_{k,j} = p_{k+1,j} = p_{k+2,j} = \dots = p_{k+m,j} > p_{k+m+1,j} > p_{k+m+2,j} > p_{k+m+3,j} > \dots > p_{2k+m,j}$$

gehört, wobei k und m ganze Zahlen sind und $2k+m=N_1$ gilt, und die Leistungen $p_{i,j}$, $i=1..N_1$, $j=1..N_2$, die Leistungsbeiträge der einzelnen primären Hornstrahler bezeichnen. Es hat sich gezeigt, dass Amplitudenbelegungen, die dieser Relation gehorchen – sofern alle anderen erfindungsgemäßen Merkmale vorhanden sind – Antennendiagramme erzeugen, welche die typischen regulatorischen Envelopen (z. B. definiert in CFR 25.209 und ETSI EN 302 186) einhalten können. Diese Klasse von Amplitudenbelegungen hat zudem, zusammen mit den Dimensionierungsvorschriften für das Hornstrahlerfeld, die einzelnen primären Hornstrahler und das Phasenequalisierungsgitter des Anspruch 1 die Eigenschaft, dass bei zunehmendem geographischem skew Winkel keine parasitären „grating lobes“ auftreten, sondern das Niveau der Nebenkeulen in Azimutrichtung über die gesamte instantane Bandbreite abnimmt. Dies ist ein wesentlicher Vorteil erfindungsgemäßer Anordnungen gegenüber bisher bekannten Anordnungen. Der Effekt ist in Fig. 5a und Fig. 5b für eine typische Ausführungsform und für eine Frequenz im Ku-Sendeband (14.25 GHz) dargestellt. Der Winkel θ bezeichnet dabei den Winkel entlang der Tangente an den Clark-Orbit an der Stelle, an der sich der geostationäre Satellit befindet, und der skew-Winkel den Rotationswinkel der Apertur senkrecht zur Strahlrichtung, wenn die Antenne auf diesen Satelliten ausgerichtet ist. Die fett eingezeichnete Kurve („FCC“) markiert die regulatorische Envelope nach CFR 25.209, die vom Antennengewinn „gain“ nicht überschritten werden darf. Fig. 5a zeigt den Winkelbereich -180° bis $+180^\circ$, Fig. 5b den Bereich um die Hauptkeule.

Die Aperturbelegung wird durch symmetrische und asymmetrische binäre E- und H-Leistungsteiler (7, 8) in jedem der beiden Speisernetzwerke für jede der beiden orthogonalen Polarisierungen realisiert und ist damit über die gesamte instantane Bandbreite wirksam. Dies hat den Vorteil, dass auch im Empfangsband eine sehr hohe Direktivität erreicht wird und die parasitäre Einstrahlung von Signalen benachbarter Satelliten stark reduziert wird. Eine typische Ausführungsform der Speisernetzwerke ist in Fig. 1c dargestellt. Typische Ausführungsformen der E-Feld Teiler (7) und H-Feld Teiler (8)

sind in den Figuren 4a und 4b dargestellt.

Wie in Fig. 1a, 1b und 2 dargestellt, ist zudem vorgesehen, dass die gesamte Aperturfläche von einem Phasenegalierungsgitter (9) abgedeckt ist, wobei die Maschen (10) des Phasenegalierungsgitters eine quadratische Dimension mit Kantenlänge b aufweisen und jedenfalls näherungsweise $b = l$, $h = 2b$ und $b < \lambda$ gilt, sodass in der Richtung N_1 die Stege des Gitters über der Stoßkante zweier benachbarter Hornstrahler liegen und in Richtung N_2 die Stege des Gitters sich jedenfalls näherungsweise genau in der Mitte der Aperturfläche der einzelnen Hornstrahler (1) befinden. Die Dimensionierung $b = l$ und damit $b < \lambda$ stellt sicher, dass das Phasenegalierungsgitter in Azimutrichtung der Periodizität des Hornstrahlerfeldes folgt und damit keine zusätzlichen parasitären Nebenkeulen auftreten. In Elevationsrichtung unterteilen die Stege des Phasenegalierungsgitters die Aperturflächen der primären Hornstrahler in zwei gleiche Teile, wie in Fig. 1a dargestellt. Diese Anordnung hat den Vorteil, dass die Phasenbelegung des Feldes in beide Richtungen homogenisiert wird und auch bei Drehung der Apertur um die Hauptstrahlrichtung keine phasenkorrelationsbedingten parasitären Nebenkeulen auftreten. Dadurch, dass das Gitter quadratische Zellen besitzt, tritt auch bei Vorliegen eines geographischen skew keine Verzerrung der E-Feld und H-Feld Vektoren auf, selbst wenn, wie bei erfindungsgemäßen Anordnungen, die Aperturflächen der primären Hornstrahler ein Seitenverhältnis von 1:2 besitzen. Damit kann die Zahl der erforderlichen primären Hornstrahler in Elevationsrichtung halbiert werden, da diese dann in dieser Richtung keine Ausdehnung haben müssen die kleiner λ ist. Die topologischen Anforderungen an die Speisernetzwerke vereinfachen sich dadurch erheblich und es wird eine zusätzliche Volumen bzw. Gewichtsreduzierung erreicht.

Die Ausdehnung des Phasenegalierungsgitters (9) in Richtung senkrecht zur Aperturfläche liegt typischerweise zwischen $\lambda/4$ und $\lambda/2$. Diese Ausdehnung wird durch die Ausdehnung l_H der Horntrichter der Hornstrahler bestimmt, welche erfindungsgemäß

$< 1,5 \lambda$ ist. Durch eine Variation beider Längen kann die instantane Bandbreite und die Impedanzanpassung an die Freiraumwelle entsprechend den jeweiligen Anforderungen eingestellt werden. Erfindungsgemäße Anordnungen haben gegenüber Feldern aus unmodifizierten Hornstrahlern damit den Vorteil, dass ein zusätzlicher Freiheitsgrad für das Aperturdesign existiert und die Antennenleistung der stark verkürzten Hörner damit bezüglich des zur Verfügung stehenden Bauraumes optimiert werden kann.

Weitere vorteilhafte Ausführungsformen der Antenne werden im Folgenden beschrieben.

Hinsichtlich der regulatorischen Konformität und wegen der einfacheren Fertigung ist es von Vorteil, wenn die Aperturbelegung der Antenne jedenfalls näherungsweise der Relation

$$p_{1,j} < p_{2,j} < p_{3,j} < \dots < p_{k,j} = p_{k+1,j} = p_{k+2,j} = \dots = p_{k+m,j} > p_{k+m+1,j} > p_{k+m+2,j} > p_{k+m+3,j} > \dots > p_{2k+m,j}$$

folgt, wobei k und m ganze Zahlen sind und $m \geq 2k$, $2k+m=N_1$ und jedenfalls näherungsweise $p_{i,j} = p_{2k+m+1-i,j}$ für $i=1..N_1/2$ gilt, und die Leistungen $p_{i,j}$, $i=1..N_1$, $j=1..N_2$, die Leistungsbeiträge der einzelnen primären Hornstrahler bezeichnen. Mit dieser Klasse von trapezförmigen Amplitudenbelegungen wird erreicht, dass die Zahl der asymmetrischen Leistungsteiler der Speisernetzwerke minimiert werden und dennoch den regulatorischen Anforderungen genügt werden kann. Die Netzwerke werden dadurch erheblich fehlertoleranter und einfacher zu fertigen. Für das oben genannte Beispiel einer Apertur für das Ku-Band mit $N_1=32$ und $N_2=4$, ergibt sich z. B. $m=16$ und $k=8$, sodass im Prinzip nur 8 unterschiedliche asymmetrische Leistungsteiler notwendig sind. Dies stellt eine erhebliche Vereinfachung dar. Ein Beispiel eines gemessenen Antennendiagramms einer erfindungsgemäßen Antenne mit trapezförmiger Aperturbelegung ist in Fig. 5a und 5b dargestellt.

Eine weitere Vereinfachung der Fertigung kann dadurch erreicht werden, dass die Aperturbelegung der Antenne jedenfalls näherungsweise der Relation

$$p_{1,j} < p_{2,j} < p_{3,j} < \dots < p_{k,j} = p_{k+1,j} = p_{k+2,j} = \dots = p_{k+m,j} > p_{k+m+1,j} > p_{k+m+2,j} > p_{k+m+3,j} > \dots > p_{2k+m,j}$$

folgt, wobei k und m ganze Zahlen sind und $m \geq 2k$, $2k+m=N_1$ und jedenfalls näherungsweise $p_{i,j} = p_{2k+m+1-i,j}$ für $i=1..N_1/2$ gilt, und die Leistungen $p_{i,j}$, $i=1..N_1$, $j=1..N_2$, die Leistungsbeiträge der einzelnen primären Hornstrahler bezeichnen und die Leistungen $p_{1,j}$ bis $p_{k,j}$ sowie die Leistungen $p_{k+m,j}$ bis $p_{2k+m,j}$ jeweils linear voneinander abhängig sind, sodass die $p_{1,j}$ bis $p_{k,j}$ und die $p_{k+m,j}$ bis $p_{2k+m,j}$ jeweils zumindest näherungsweise auf einer Geraden liegen, und die Steigungen der beiden Geraden sich jedenfalls näherungsweise nur durch das Vorzeichen unterscheiden.

Eine weitere vorteilhafte Ausführungsform ist in Fig. 6 dargestellt. Wird die Antenne gleichzeitig zum Senden und zum Empfangen verwendet, dann ist es vorteilhaft, wenn der Ausgang des Speisernetzwerkes jeder der beiden orthogonalen Polarisierungen jeweils durch einen Hohlleiter (11) mit einem Hohlleiter-Frequenz-Diplexer (12) verbunden ist, der das Sendefrequenzband vom Empfangsfrequenzband trennt und der Empfangsfrequenzband-Ausgang (13) der beiden Hohlleiter-Frequenz-Diplexer (12) jeweils mit einem rauscharmen Verstärker (14) verbunden ist. Es sind dabei Hohlleiterkomponenten vorgesehen, da diese die geringste Dämpfung und die höchste Isolation zwischen Sende- und Empfangsband besitzen können. Der Empfangsfrequenzband-Ausgang ist jeweils mit einem rauscharmen Verstärker direkt, oder vorzugsweise mit einem Hohlleiter, verbunden, sodass die parasitäre Rauschleistung durch dissipative Verbindungen minimal bleibt.

Wegen des geringen Eigenrauschens erfindungsgemäßer Antennen können hier vorteilhafterweise auch gekühlte rauscharme Verstärker verwendet werden. Insbesondere mit thermoelektrisch gekühlten rauscharmen Verstärkern oder aktiv oder passiv kryogekühlten rauscharmen Verstärkern lässt sich die Empfangsleistung der Antenne weiter steigern.

In Fig. 7 ist eine typische Ausführungsform eines Hohlleitermoduls zur Polarisationsnachführung dargestellt. Zur

Kompensation des geographischen skew oder anderer Polarisationsdrehungen, die durch entsprechende Bewegungen des Antennenträgers verursacht werden, ist es vorteilhaft, wenn die beiden orthogonal linear polarisierten Signale, die an den beiden Ausgängen der Speisenetzwerke und/oder an den Ausgängen der Hohlleiter-Frequenz-Diplexer und/oder an den Ausgängen der rauscharmen Verstärker anliegen, orthogonal in ein oder mehrere Hohlleitermodule eingespeist werden, welche aus zwei miteinander entlang ihrer Achse verbundenen Hohlleiterstücken (15, 16) bestehen, welche gegeneinander um die Hohlleiterachse (17) motorbetrieben (18) mit Hilfe eines Getriebes (19) gedreht werden können, sodass auf der den Einspeisepunkten (20) gegenüberliegenden Seite (21) der Hohlleitermodule in ihrer Polarisation gegenüber den eingespeisten orthogonal linear polarisierten Signalen gedrehte linear polarisierte Signale ausgekoppelt werden können und so die Polarisation der einfallenden Wellen rekonstruiert werden oder die Polarisation der abzusendenden Wellen gesteuert werden kann.

Wird die Antenne zum Empfang und zum Senden von Signalen in unterschiedlichen Frequenzbändern, welche unter Umständen weit auseinander liegen, eingesetzt, dann ist es von Vorteil, wenn die Antenne mit einem Hohlleitermodul zur Polarisationsnachführung für das Sendeband und einem davon getrennten Hohlleitermodul zur Polarisationsnachführung für das Empfangsband ausgestattet ist. Die beiden Hohlleitermodule können dann genau auf das entsprechende Band abgestimmt werden. Hierdurch wird eine hochpräzise Polarisationsnachführung erzielt und die durch die Frequenzdispersion der Hohlleiter bedingten Abweichungen können minimiert werden.

Soll die Antenne nicht nur zum Empfang und zum Senden von linear polarisierten Signalen sondern auch zum Empfang und/oder Senden von zirkular polarisierten Signalen eingesetzt werden, dann ist es vorteilhaft, wenn die beiden orthogonal linear polarisierten Signale, die an den beiden Ausgängen der Speisenetzwerke und/oder an den Ausgängen der Hohlleiter-

Frequenz-Diplexer und/oder an den Ausgängen der rauscharmen Verstärker anliegen mit einem oder mehreren 90°-Hybrid-Kopplern in orthogonale zirkular polarisierte Signale umgewandelt werden, sodass mit der Antenne auch zirkular polarisierte Signale gesendet und/oder empfangen werden können. Auch ist bei entsprechender Aufteilung der Sende- und Empfangssignale der simultane Betrieb mit allen vier möglichen orthogonalen Polarisationen (2 x linear + 2 x zirkular) sowohl im Sende- als auch im gleichzeitigen Empfangsbetrieb möglich. Eine Anordnung nach Anspruch 1 besitzt damit die höchstmögliche Variabilität.

Insbesondere für mobile Anwendungen ist es von Vorteil, wenn die Antenne auf der Elevationsachse eines Zwei-Achsen Positionierers angebracht ist und die Hohlleitermodule zur Kompensation von Polarisationsdrehungen und/oder die 90°-Hybrid-Koppler zur Rekonstruktion zirkular polarisierter Signale auf der Azimutplattform des Positionierers angebracht sind und die Antenne und die Hohlleitermodule und/oder die 90°-Hybrid-Koppler mit flexiblen Hochfrequenzkabeln miteinander verbunden sind. Diese Anordnung von Apertur und HF-Modulen reduziert den erforderlichen Bauraum und erleichtert die Integration, insbesondere bei aeronautischen Anwendungen. Eine typische Anordnung mit einem Zwei-Achsen-Positionierer ist in Fig. 7 dargestellt. Die Hornfeld-Apertur mit Speisenetzwerk (22) ist auf der Elevationsachse (23) montiert und kann mit Hilfe des Elevationsmotors (24) und dem Elevationsgetriebe (25) in Elevationsrichtung ausgerichtet werden. Mit Hilfe des Azimutmotors (26) kann die Antenne um die Azimutachse (27) gedreht werden. In die Azimutachse (27) ist eine Hochfrequenzdrehdurchführung mit typischerweise zwei Kanälen integriert. Die Elektronikboxen (28) und (29) enthalten typischerweise die Steuerungselektronik für den Positionierer und zusätzliche Hochfrequenzmodule, wie z. B. Module nach Anspruch 4 zur Polarisationsnachführung. Auch können die Boxen (28) und (29) die Verarbeitungselektronik zur hochpräzisen Nachführung der Antenne enthalten, wie etwa die Elektronik zur Verarbeitung des Differenz- und des Summensignals eines kombinierten E-Feld und H-Feld-Teilers.

Wegen der extremen Umweltbedingungen, denen insbesondere rumpfmontierte aeronautische Antennen ausgesetzt sind, kann es von Vorteil sein, wenn alle oder ein Teil der Bauteile der Antenne ganz oder teilweise versilbert oder verkupfert sind, alle oder ein Teil der Bauteile miteinander verlötet und/oder verschweißt und/oder verklebt sind, die Antenne mit Ausnahme der Aperturfläche von Außen ganz oder teilweise mit einer Schutzschicht gegen das Eindringen von Feuchtigkeit versehen ist, und in der Ebene zwischen den Primärhörnern (1) und dem Phasenegalisierungsgitter (9) oder in der Ebene der Hornausgänge (3) eine hochfrequenzdurchlässige wasserdichte Folie eingebracht ist, die das Eindringen von Feuchtigkeit in die Primärhörner und das Hohlleiter-Speisenetzwerk verhindert. Insbesondere bei mobilen Anwendungen bestehen erfindungsgemäße Antennen aus Gründen der Gewichtsreduktion typischerweise aus Leichtmetallen wie Aluminium oder aus metallisierten Plastikmaterialien. Zur Erhöhung der Antenneneffizienz ist es vorteilhaft diese Materialien zu versilbern oder zu verkupfern, da Silber und Kupfer eine sehr hohe HF-Leitfähigkeit besitzen. Um die erforderliche HF-Dichtigkeit auch bei extremen schnellen Temperaturwechseln zu gewährleisten, ist es von Vorteil zumindest kritische Teile der Apertur zu verlöten, zu verschweißen, oder zu verkleben, wobei bei der Verklebung typischerweise elektrisch leitende Klebstoffe zum Einsatz kommen. Zudem kann es notwendig sein, die Apertur gegen eindringende Feuchtigkeit, insbesondere Kondenswasser, zu schützen. Da es sich gezeigt hat, dass das Phasenegalisierungsgitter nicht galvanisch mit den primären Hornstrahlern verbunden sein muss, ist es vorteilhaft, eine notwendige Schutzfolie zwischen der Ebene der Primärhörner und dem Phasenegalisierungsgitter oder in der Ebene der Hornausgänge (3) anzubringen. Dies hat zudem den Vorteil der sehr hohen mechanischen Stabilität auch bei starker Änderung des Umgebungsluftdruckes.

Zum Schutz gegen eindringende Feuchtigkeit kann auf das Phasenegalisierungsgitter jedoch auch von Außen ein geeignetes HF-durchlässiges Material aufgebracht werden. Geeignete

Materialien sind insbesondere dünne Platten aus geschlossenzelligen Schäumen (z. B. Polystyrol, Airex, etc.). Diese Platten können mit der Oberfläche des Phasenegalisierungsgitters mit geeigneten flexiblen oder viscoplastischen Klebstoffen verklebt und/oder verschraubt werden und verhindern so zuverlässig das Eindringen von Feuchtigkeit oder anderen unerwünschten Stoffen in die Antenne. Vorteilhaft ist darüber hinaus eine hydrophobe und/oder eine fungizide Ausstattung der Oberfläche des Schutzmaterials da dies die unerwünschte Ansiedelung biologischer Organismen („biological slime“, Pilze) verhindert, welche die Hochfrequenzeigenschaften negativ beeinflussen können. Auch das direkte Verschäumen der Öffnungen des Phasenegalisierungsgitters ist möglich.

Weiterhin kann es, insbesondere für aeronautische Anwendungen, von Vorteil sein, das Speisenetzwerk mit Belüftungsöffnungen zu versehen. Solche Belüftungsöffnungen können verhindern, dass sich im Inneren der Antenne Kondenswasser akkumuliert, was zu einer Beeinträchtigung der Hochfrequenzeigenschaften der Antenne führen kann. Die Belüftungsöffnungen werden dabei vorzugsweise an der langen Kante der Hohlleiter des Speisenetzwerks angebracht, da hier nur geringe Hochfrequenzströme fließen. Die Dimension der Belüftungsöffnungen ist typischerweise sehr viel kleiner als die Wellenlänge für die die Antenne ausgelegt ist. Die Belüftungsöffnungen können jedoch auch in der Schutzfolie des Phasenegalisierungsgitters beziehungsweise in dem das Phasenegalisierungsgitter bedeckenden Material angebracht werden, wobei hier auch größere Öffnungen realisiert werden können. Um das Eindringen von Schmutz oder sonstiger unerwünschter Stoffe wie z. B. Öl zu verhindern kann es darüber hinaus vorteilhaft sein die Belüftungsöffnungen mit lediglich wasserdampfdurchlässigen Membranen (z. B. oleophoben Gore-Membranen) zu versehen.

Fig. 9 stellt eine typische Ausführungsform eines kombinierten E-Feld und H-Feld Teilers dar, mit dessen Hilfe die Antenne hochpräzise nachgeführt werden kann. Eine vorteilhafte

Ausführung der Antenne ist dadurch gekennzeichnet, dass der letzte Hohlleiter-Leistungsteiler jedes der beiden Speisenetzwerke (4,5), welcher die Signale der beiden Aperturhälften mit jeweils $N/2$ primären Hornstrahlern zusammenführt, als kombinierter E- und H-Teiler (30) ausgelegt ist, sodass an diesem Hohlleiter-Viertor sowohl das Summensignal (31) der beiden symmetrischen Aperturhälften als auch das Differenzsignal (32) der beiden symmetrischen Aperturhälften anliegt und für jede der beiden orthogonalen Polarisationen sowohl das Summensignal als auch das Differenzsignal getrennt abgeleitet werden können. Kombinierte E-Feld und H-Feld-Teiler, sogenannte „Magic Tees“, sind Viertorelemente, welche aufgrund ihrer geometrischen Eigenschaften sowohl das Summensignal zweier zugeführter Signale, als auch das Differenzsignal zur Verfügung stellen. Bedingt durch den binären Aufbau der Speisenetzwerke ist es bei erfindungsgemäßen Hornfeld-Aperturen möglich, statt des letzten binären Leistungsteilers ein „magic Tee“ einzubauen. Das Differenzsignal kann dann entweder alleine oder zusammen mit dem Summensignal zur hochpräzisen Ausrichtung der Antenne auf den Zielsatelliten verwendet werden. Da das Differenzsignal bei exakter Ausrichtung verschwindet und das Summensignal bei exakter Ausrichtung maximal wird, hat z. B. der Quotient der Signalleistungen $P_{\text{differenz}}/P_{\text{summe}}$ ein extrem ausgeprägtes Minimum (eine sogenannte „Null“) bei exakter Ausrichtung. Bei Abweichungen von der exakten Ausrichtung steigt der Wert des Quotienten stark an und kann zur präzisen und schnellen Nachführung der Antenne verwendet werden. Zudem hat die Phase des HF-Signals am Differenztor (32) einen Nulldurchgang bei exakter Ausrichtung, sodass das Vorzeichen der Phasenlage die Richtung angibt, in die die Antenne nachgeführt werden muss. Da die hochpräzise Nachführung bei Satellitenantennen im Prinzip nur entlang des Clarke-Orbit - der Azimutrichtung - erfolgen muss, ist es ausreichend, die Apertur in zwei Hälften in Azimutrichtung zu teilen. In Elevationsrichtung reicht typischerweise eine „open loop“ Nachführung mit Hilfe von Positionsdaten und/oder Inertialdetektordaten aus.

Ist der letzte Leistungsteiler der Speisenetzwerke als kombinierter E-Feld und H-Feld Teiler (30) ausgelegt, dann ist es von Vorteil, wenn das Differenztor (32) des kombinierten E- und H-Teilers mit einem Sendeband-Sperrfilter ausgestattet ist, der das Eindringen von Sendesignalen in den Differenzzweig verhindert und das Differenztor (32) über den Sendeband-Sperrfilter mit einem rauscharmen Verstärker verbunden ist. Da zur hochpräzisen Nachführung der Antenne mit Hilfe des Signals des Differenztors nur das Empfangssignal verwendet werden muss, kann der rauscharme Verstärker, welcher dieses Signal verstärkt, effizient durch einen Sendeband-Sperrfilter vor Übersteuerung durch das typischerweise sehr starke Sendesignal geschützt werden. Typischerweise wird hierzu ein Hohlleiter-Sperrfilter verwendet, da diese Klasse von Bauteilen eine nur sehr geringe Dämpfung besitzt. Es ist zudem von Vorteil, den rauscharmen Verstärker direkt mit dem Sendeband-Sperrfilter zu verbinden, vorzugsweise ebenfalls durch Hohlleiter, da hierdurch der Signalverlust minimiert werden kann. Ist das Empfangssignal stark genug dann sind jedoch auch Ausführungsformen denkbar, bei denen der rauscharme Verstärker mit einem Hochfrequenzkabel, z. B. einer Koaxialleitung, mit dem Sendeband-Sperrfilter verbunden wird.

Insbesondere für mobile Anwendungen der Antenne ist es vorteilhaft, wenn die Differenzsignale und/oder ein Teil der Summensignale der beiden symmetrischen Aperturhälften an eine Verarbeitungselektronik weitergeleitet werden, welche die Stärke und/oder die Phasenlage der Differenzsignale und/oder der Summensignale auswertet und diese an die Steuerungselektronik des Antennen-Positionierers übergibt, sodass die Steuerungselektronik die Antenne derart nachführen kann, dass das Differenzsignal minimal wird und so die Antenne auf den Zielsatelliten ausgerichtet bleibt wenn sich der Antennenträger relativ zum Zielsatelliten bewegt. Konstruktionsbedingt ist die Antenne dann optimal auf den Zielsatelliten ausgerichtet, wenn das Empfangssignal am Differenztor des kombinierten E-Feld und H-Feld Teilers minimal wird. Dieses Optimalitätskriterium kann in einfacher Weise dadurch zur hochpräzisen Nachführung der Antenne bei

sich bewegendem Antennenträger verwendet werden, dass es von einer geeigneten Elektronikeinheit verarbeitet und an die Steuerung des Antennen-Positionierungssystems weitergeleitet wird. Da das Differenzsignal zeitlich permanent zur Verfügung steht, sind sehr hohe Abtastraten und damit eine sehr schnelle Nachführung auch bei sich sehr schnell bewegendem Antennenträger möglich. Da die Phase des Differenzsignals bei optimaler Ausrichtung auf den Zielsatelliten einen schnellen Nulldurchgang besitzt, ist es vorteilhaft, auch die Phasenlage des Differenzsignals auszuwerten und zur Nachführung zu verwenden. Typischerweise kann dadurch eine noch höhere Präzision bei der Nachführung erreicht werden, als wenn nur die Stärke des Differenzsignals verwendet wird. Da das Antennendiagramm des Differenztors zwei Hauptkeulen besitzt, welche im ungünstigen Fall auf Nachbarsatelliten zeigen können, ist es zudem von Vorteil, das Differenzsignal in seiner Stärke und/oder seiner Phasenlage mit dem Summensignal zu vergleichen, um die parasitäre Interferenz von Nachbarsatelliten bei der Nachführung auszuschließen. Im Prinzip können durch eine entsprechende Verarbeitung des Summensignals, da das Antennendiagramm des Summentors nur eine einzige, wohl definierte Hauptkeule besitzt, parasitäre Interferenzterme im Differenzsignal eliminiert werden. Dies kann z. B. dadurch erfolgen, dass das Differenzsignal phasenabgestimmt auf das Summensignal projiziert wird.

Um die Antenne hochpräzise nachzuführen, können im Prinzip sowohl Beacon-Signale des Satelliten als auch normale Transpondersignale verwendet werden. Dabei besteht ein Satelliten-Beacon typischerweise aus einem schmalbandigen (< 1 kHz) CW-ähnlichen Signal, während ein normaler Transponder typischerweise ein breitbandiges Signal abstrahlt (im Ku-Band z. B. 30 MHz), dem durch Phasencodierung (z. B. QPSK) ein Informationsgehalt aufgeprägt ist. In beiden Fällen kann es vorteilhaft sein, das Signal zu Rausch-Verhältnis des Differenztorsignals und/oder des Summentorsignals dadurch zu erhöhen, dass die Rauschbandbreite eingeschränkt wird. Auch wird die Verarbeitung hochfrequenter Signale dadurch erleichtert, dass die Verarbeitungselektronik

für die Differenzsignale und/oder die Summensignale einen oder mehrere feste Frequenzmischer und/oder einen oder mehrere steuerbare frequenzvariable Mischer und einen oder mehrere Frequenzfilter enthält, mit welchen das Differenzsignal oder ein Teil des Differenzsignals und/oder das Summsignal oder ein Teil des Summensignals in ein definiertes Basisband konvertiert und dort verarbeitet werden kann. Durch die Verwendung steuerbarer frequenzvariabler Mischer („Frequenzsynthesizer“) kann der zur Nachführung verwendete Frequenzbereich bzw. Transponder gezielt angesteuert werden.

Bei Satellitensignalen geeigneter Stärke können das Differenzsignal und das Summsignal im Basisband direkt ausgewertet werden. Hierzu ist es von Vorteil, wenn die Stärke des Differenzsignals und/oder des Summensignals im Basisband mit einer geeigneten elektronischen Schaltung gemessen und an die Steuerungselektronik des Antennen-Positionierers übergeben wird. Hierbei können elektronische Standardbauteile, wie etwa geeignete Verstärker oder Leistungsdetektoren, eingesetzt werden, welche für typische Basisbänder im MHz-Bereich kostengünstig verfügbar sind.

Bei schwachen Satellitensignalen oder bei ungünstigen Satellitenkonfigurationen kann es von Vorteil sein, wenn das Differenzsignal und/oder das Summsignal im Basisband mit einem analog-digital Konverter digitalisiert und an einen Prozessor weitergeleitet wird, welcher über geeignete Auswertungsverfahren verfügt, um die Stärke und/oder die Phasenlage des Differenzsignals und/oder des Summensignals zu bestimmen, und diese Informationen an die Steuerungselektronik des Antennen-Positionierers übergibt. Durch die Digitalisierung der Signale wird die software-gesteuerte Auswertung und damit die flexible Anpassung an die jeweiligen Gegebenheiten möglich. Der Prozessor kann hierbei z. B. aus einem speziell programmierten FPGA oder einer einfachen frei programmierbaren Recheneinheit bestehen. Zur Verbesserung der Signalqualität können z. B. software-implementierte steuerbare Filter verwendet werden, mit deren Hilfe die Rauschbandbreite optimiert werden kann.

Werden die Antennensignale zum Zweck der hochpräzisen Nachführung in ein Basisband konvertiert, digitalisiert und an einen Prozessor weitergeleitet, dann ist es insbesondere für aeronautische Anwendungen, bei denen sich der Antennenträger (z. B. das Flugzeug) mit sehr hoher Geschwindigkeit bewegen kann, vorteilhaft, wenn der Prozessor über ein Auswerteverfahren verfügt, mit welchem die bei schnellen Bewegungen des Antennenträgers auftretende Doppler-Frequenzverschiebung des Differenzsignals und/oder des Summensignals kompensiert werden kann. Im Gegensatz zur elektronischen Implementierung einer Dopplerverfolgungselektronik ist die software-implementierte Verfolgung relativ unaufwändig in einem geeigneten Prozessor realisierbar, wenn die Signale bereits in digitalisierter Form vorliegen. Da die maximale Dopplerverschiebung über die maximale Geschwindigkeit des Antennenträgers berechnet werden kann, ist es möglich, einen software-implementierten Filter entsprechend zu konfigurieren. Dann kann z. B. mit Hilfe einer FFT („Fast Fourier Transformation“) die aktuelle Frequenz des Signals bestimmt, die Rauschbandbreite entsprechend eingestellt und die Stärke des Signals gemessen werden.

Da die Antennenapertur in mobilen und insbesondere aeronautischen Anwendungen typischerweise nicht um die Strahlachse rotiert werden kann, kann es von Vorteil sein, wenn eine durch die räumliche Lage des Antennenträgers bedingte Polarisationsdrehung des Differenzsignals und/oder des Summensignals der beiden Aperturhälften durch ein oder mehrere Hohlleitermodule nach Anspruch 4 oder dadurch, dass der Prozessor der Verarbeitungselektronik über ein geeignetes Auswertungsverfahren verfügt, kompensiert werden kann. Hierdurch wird eine Vermischung der Signale unterschiedlicher Polarisation und damit eine Signalstörung, welche die präzise Nachführung beeinträchtigen kann, verhindert. Im Prinzip stehen hierzu je nach Anwendungsfall zwei Verfahren, die Verwendung von Hohlleitermodulen nach Anspruch 4 und die softwaremäßige Verarbeitung, zur Verfügung. Da die Position des Antennenträgers, z. B. über GPS, typischerweise bekannt

ist, lässt sich die Polarisationsdrehung in einfacher Weise berechnen und kann dann an die Steuerung des Hohlleitermoduls bzw. an den Prozessor übergeben werden.

Liegen die Signale des Differenztors und des Summentors in digitalisierter Form vor, dann hat sich gezeigt, dass es vorteilhaft ist, wenn das Auswertungsverfahren des Prozessors darin besteht, jeweils zwei oder mehr zeitlich aufeinander folgende Werte der Amplitude des Basisband-Differenzsignals zu multiplizieren und diese Produkte über eine bestimmte Zeit Δt zu einer Summe S_1 aufzusummieren, jeweils zwei oder mehr zeitlich aufeinander folgende Werte der Amplitude des Basisband-Summensignals zu multiplizieren und diese Produkte über eine bestimmte Zeit Δt zu einer Summe S_2 aufzusummieren, nach Ablauf der Zeitspanne Δt den Quotienten S_1/S_2 und/oder eine andere geeignete Funktion $f(S_1, S_2)$ zu bilden, den dadurch erhaltenen Wert nach der Methode des kleinsten Abstandes oder einer anderen geeigneten Methode mit der durch Kalibrierungsmessung oder Berechnung bekannten Normkurve $f_N(\delta, S_1, S_2)$ zu vergleichen, dadurch den Wert des Abweichungswinkels δ zu bestimmen und diesen an die Steuerungselektronik des Antennen-Positionierers zu übergeben. Mit Hilfe dieses Verfahrens können selbst Differenzsignale verarbeitet werden, für welche die Rauschleistung höher ist als die Signalleistung. Bei entsprechender Wahl der Zeitspanne Δt verschwinden im Multiplikationskorrelator alle Rauschanteile und die Stärke des typischerweise verallgemeinert periodischen Signals wird sichtbar. Wird auch das Summensignal entsprechend verarbeitet, dann wird z. B. der Quotient S_1/S_2 unabhängig von den jeweiligen Signalamplituden, was bei wechselnden Signalstärken von großem Vorteil ist. Die signalstärkenunabhängige Normkurve $f_N(\delta, S_1, S_2)$ kann durch einfache mathematische Verfahren berechnet werden. Zur präzisen Nachführung kann die Normkurve jedoch auch mit Hilfe des Verfahrens und eines geeigneten Satellitentransponders oder -Beacons gemessen und dann gespeichert werden. Wegen seiner Einfachheit kann das Verfahren auch in z. B. Analogelektronik implementiert werden.

Da insbesondere aeronautische Antennen typischerweise unter einem aerodynamisch optimierten Radom montiert sind, kann es bauraumbedingt notwendig sein die rechteckige Form erfindungsgemäßer Aperturen zu modifizieren. Insbesondere kann, um den notwendigen Abstand zur Unterseite des Radoms einzuhalten, eine Abrundung der Ecken der Apertur (Hörner mit Leistungen P_{11} , P_{1N_1} , P_{1N_2} , $P_{N_2N_1}$ in Fig. 1b) erforderlich werden. Es hat sich gezeigt, dass eine Veränderung der Hornkanten oder eine Verkleinerung der Hornöffnung und selbst die vollständige Wegnahme von Hörnern des Hornfeldes an den Ecken der Apertur die Leistungsfähigkeit der Antenne und ihre positiven Eigenschaften hinsichtlich der Antennencharakteristik kaum beeinflusst.

In einer nicht dargestellten Ausführung ist die Antenne erfindungsgemäß aufgebaut, bis zu insgesamt $N_1/2$ primäre Hornstrahler, welche am Rand der Apertur liegen sind jedoch physikalisch nicht realisiert, oder in ihrer Umrandung verändert oder verkleinert realisiert, die zugehörigen Zellen des Phasenegalisierungsgitters sind entsprechend so modifiziert, dass die Kanten der Zellen weiterhin auf den Kanten der primären Hornstrahler liegen, die erfindungsgemäße Aperturbelegung ist nur für vollständige Zeilen der Feldes von primären Hornstrahlern realisiert, welche N_1 primäre Hornstrahler enthalten (vgl. Fig. 1b), und die binäre Baumstruktur der beiden Speisenetzwerke (vgl. Fig. 1c) ist im Fall des Fehlens von primären Hornstrahlern entsprechend beschnitten.

Ansprüche:

1. Antenne zur Breitband-Satellitenkommunikation, insbesondere für mobile Anwendungen, bestehend aus einem Feld von primären Hornstrahlern, welche durch ein Hohlleiter-Speisenetzwerk miteinander verbunden sind, dadurch gekennzeichnet, dass die Antenne aus einer Anzahl $N=N_1 \times N_2$ primären Hornstrahlern mit $N_1 > 4$ N_2 besteht, N_1 und N_2 ganze gerade Zahlen sind, für die gesamte Aperturfläche A der Antenne $A=L \times H$ mit $L \geq 4 H$ und $L < N_1 \lambda$ gilt, wobei λ die minimale Freiraumwellenlänge der zu sendenden oder zu empfangenden elektromagnetischen Welle bezeichnet, die primären Hornstrahler den Empfang und das Senden von zwei orthogonalen linear polarisierten elektromagnetischen Wellen dadurch ermöglichen, dass sie über eine rechteckige Aperturfläche $a = l \times h$ mit $l < h$ und $l < \lambda$ und einen jedenfalls näherungsweise quadratischen Ausgang verfügen, wobei $L = N_1 l$, $H = N_2 h$, und $A = N_1 \times N_2 \times l \times h = L \times H$ gilt, und die primären Hornstrahler direkt an ihrem Ausgang über rechteckige Hohlleiter derart gespeist werden, dass die eine der orthogonalen linearen Polarisierungen parallel zur Aperturfläche zu- und abgeführt wird und die andere der orthogonalen linearen Polarisierungen über ein Hohlleiter-Septum in einer Ebene senkrecht zur Aperturfläche zu- und abgeführt wird, die Hörner der primären Hornstrahler gestaucht sind und senkrecht zur Aperturfläche eine Länge $l_H < 1,5 \lambda$ aufweisen, das Hohlleiter-Speisenetzwerk aus einem Speisenetzwerk für die eine der beiden orthogonalen linearen Polarisierungen und einem davon getrennten Speisenetzwerk für die andere der beiden orthogonalen linearen Polarisierungen besteht, jedes der beiden Speisenetzwerke als binärer Baum mit binären E- und H-Leistungsteilern aufgebaut ist, sodass der jeweils letzte Leistungsteiler auf der niedrigsten Ebene des binären Baums die Leistungen von zwei Halbaperturen mit jeweils $N/2$ primären Hornstrahlern für jede der beiden orthogonalen Polarisierungen getrennt symmetrisch zusammenführt, die Aperturbelegung der Antenne jedenfalls näherungsweise der Relation

$$P_{1,j} < P_{2,j} < P_{3,j} < \dots < P_{k,j} = P_{k+1,j} = P_{k+2,j} = \dots = P_{k+m,j} > P_{k+m+1,j} > P_{k+m+2,j} > P_{k+m+3,j} > \dots > P_{2k+m,j}$$

folgt, wobei k und m ganze Zahlen sind und $2k+m=N_1$ gilt, und die Leistungen $p_{i,j}$, $i=1..N_1$, $j=1..N_2$, die Leistungsbeiträge der einzelnen primären Hornstrahler bezeichnen, die Aperturbelegung durch symmetrische und asymmetrische binäre E- und H-Leistungsteiler in jedem der beiden Speisenetzwerke für jede der beiden orthogonalen Polarisationen realisiert ist, und die gesamte Aperturfläche von einem Phasenegalisierungsgitter abgedeckt ist, wobei die Maschen des Phasenegalisierungsgitters eine quadratische Dimension mit Kantenlänge b aufweisen und jedenfalls näherungsweise $b = 1$, $h = 2 b$ und $b < \lambda$ gilt, sodass in der Richtung N_1 die Stege des Gitters über der Stoßkante zweier benachbarter Hornstrahler liegen und in Richtung N_2 die Stege des Gitters sich jedenfalls näherungsweise genau in der Mitte der Aperturfläche der einzelnen Hornstrahler befinden.

2. Vorrichtung nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, dass die Aperturbelegung der Antenne jedenfalls näherungsweise der Relation

$$p_{1,j} < p_{2,j} < p_{3,j} < \dots < p_{k,j} = p_{k+1,j} = p_{k+2,j} = \dots = p_{k+m,j} > p_{k+m+1,j} > p_{k+m+2,j} > p_{k+m+3,j} > \dots > p_{2k+m,j}$$

folgt, wobei k und m ganze Zahlen sind und $m \geq 2 k$, $2k+m=N_1$ und jedenfalls näherungsweise $p_{i,j} = p_{2k+m+1-i,j}$ für $i=1..N_1/2$ gilt, und die Leistungen $p_{i,j}$, $i=1..N_1$, $j=1..N_2$, die Leistungsbeiträge der einzelnen primären Hornstrahler bezeichnen.

3. Vorrichtung nach einem der vorhergehenden Ansprüche, dadurch gekennzeichnet, dass der Ausgang des Speisenetzwerkes jeder der beiden orthogonalen Polarisationen jeweils durch einen Hohlleiter mit einem Hohlleiter-Frequenz-Diplexer verbunden ist, der das Sendefrequenzband vom Empfangsfrequenzband trennt und der Empfangsfrequenzband-Ausgang der beiden Hohlleiter-Frequenz-Diplexer jeweils mit einem rauscharmen Verstärker verbunden ist.

4. Vorrichtung nach einem der vorhergehenden Ansprüche, dadurch gekennzeichnet, dass die beiden orthogonal linear polarisierten Signale, die an den beiden Ausgängen der Speisenetzwerke und/oder an den Ausgängen der Hohlleiter-Frequenz-Diplexer und/oder an den Ausgängen der rauscharmen

Verstärker anliegen, orthogonal in ein oder mehrere Hohlleitermodule eingespeist werden, welche aus zwei miteinander entlang ihrer Achse verbundenen Hohlleiterstücken bestehen, welche gegeneinander um die Hohlleiterachse motorbetrieben gedreht werden können, sodass auf der den Einspeisepunkten gegenüberliegenden Seite der Hohlleitermodule in ihrer Polarisierung gegenüber den eingespeisten orthogonal linear polarisierten Signalen gedrehte linear polarisierte Signale ausgekoppelt werden können und so die Polarisierung der einfallenden Wellen rekonstruiert werden oder die Polarisierung der abzusendenden Wellen gesteuert werden kann.

5. Vorrichtung nach Anspruch 4, dadurch gekennzeichnet, dass die Antenne mit einem Hohlleitermodul zur Polarisationsnachführung für das Sendeband und einem davon getrennten Hohlleitermodul zur Polarisationsnachführung für das Empfangsband ausgestattet ist.

6. Vorrichtung nach einem der vorhergehenden Ansprüche, dadurch gekennzeichnet, dass die beiden orthogonal linear polarisierten Signale, die an den beiden Ausgängen der Speisenetzwerke und/oder an den Ausgängen der Hohlleiter-Frequenz-Diplexer und/oder an den Ausgängen der rauscharmen Verstärker anliegen mit einem oder mehreren 90°-Hybrid-Kopplern in orthogonale zirkular polarisierte Signale umgewandelt werden, sodass mit der Antenne auch zirkular polarisierte Signale gesendet und/oder empfangen werden können.

7. Vorrichtung nach einem der vorhergehenden Ansprüche, dadurch gekennzeichnet, dass die Antenne auf der Elevationsachse eines Zwei-Achsen Positionierers angebracht ist und die Hohlleitermodule nach Anspruch 4 und/oder die 90°-Hybrid-Koppler nach Anspruch 5 auf der Azimutplattform des Positionierers angebracht sind und die Antenne und die Hohlleitermodule und/oder die 90°-Hybrid-Koppler mit flexiblen Hochfrequenzkabeln miteinander verbunden sind.

8. Vorrichtung nach einem der vorhergehenden Ansprüche,

insbesondere für aeronautische Anwendungen, dadurch gekennzeichnet, dass alle oder ein Teil der Bauteile der Antenne ganz oder teilweise versilbert oder verkupfert sind, alle oder ein Teil der Bauteile miteinander verlötet und/oder verschweißt und/oder verklebt sind, die Antenne mit Ausnahme der Aperturfläche von Außen ganz oder teilweise mit einer Schutzschicht gegen das Eindringen von Feuchtigkeit versehen ist, und in der Ebene zwischen den Primärhörnern und dem Phasenegalisierungsgitter oder in der Ebene der Hornausgänge eine wasserdichte Folie eingebracht ist, die das Eindringen von Feuchtigkeit in die Primärhörner und das Hohlleiter-Speisenetzwerk verhindert.

9. Vorrichtung nach einem der vorhergehenden Ansprüche, dadurch gekennzeichnet, dass der letzte Hohlleiter-Leistungsteiler jedes der beiden Speisenetzwerke, welcher die Signale der beiden Aperturhälften mit jeweils $N/2$ primären Hornstrahlern zusammenführt als kombinierter E- und H-Teiler ausgelegt ist, sodass an diesem Hohlleiter-Viertor sowohl das Summensignal der beiden symmetrischen Aperturhälften als auch das Differenzsignal der beiden symmetrischen Aperturhälften anliegt und für jede der beiden orthogonalen Polarisationen sowohl das Summensignal als auch das Differenzsignal getrennt abgeleitet werden können.

10. Vorrichtung nach Anspruch 9, dadurch gekennzeichnet, dass das Differenztor des kombinierten E- und H-Teilers mit einem Sendeband-Sperrfilter ausgestattet ist, der das Eindringen von Sendesignalen in den Differenzzweig verhindert und das Differenztor über den Sendeband-Sperrfilter mit einem rauscharmen Verstärker verbunden ist.

11. Vorrichtung nach einem der vorhergehenden Ansprüche, insbesondere für mobile Anwendungen, dadurch gekennzeichnet, dass die Differenzsignale und/oder ein Teil der Summensignale der beiden symmetrischen Aperturhälften an eine Verarbeitungselektronik weitergeleitet werden, welche die Stärke und/oder die Phasenlage der Differenzsignale und/oder der Summensignale auswertet und diese an die

Steuerungselektronik des Antennen-Positionierers übergibt, sodass die Steuerungselektronik die Antenne derart nachführen kann, dass das Differenzsignal minimal wird und so die Antenne auf den Zielsatelliten ausgerichtet bleibt wenn sich der Antennenträger relativ zum Zielsatelliten bewegt.

12. Vorrichtung nach Anspruch 11, dadurch gekennzeichnet, dass die Verarbeitungselektronik für die Differenzsignale und/oder die Summensignale einen oder mehrere feste Frequenzmischer und/oder einen oder mehrere steuerbare frequenzvariable Mischer und einen oder mehrere Frequenzfilter enthält, mit welchen das Differenzsignal oder ein Teil des Differenzsignals und/oder das Summensignal oder ein Teil des Summensignals in ein definiertes Basisband konvertiert und dort verarbeitet werden können.

13. Vorrichtung nach Anspruch 12, dadurch gekennzeichnet, dass die Stärke des Differenzsignals und/oder des Summensignals im Basisband mit einer geeigneten elektronischen Schaltung gemessen und an die Steuerungselektronik des Antennen-Positionierers übergeben wird.

14. Vorrichtung nach Anspruch 12, dadurch gekennzeichnet, dass das Differenzsignal und/oder das Summensignal im Basisband mit einem analog-digital Konverter digitalisiert und an einen Prozessor weitergeleitet wird, welcher über geeignete Auswertungsverfahren verfügt um die Stärke und/oder die Phasenlage des Differenzsignals und/oder des Summensignals zu bestimmen, und diese Informationen an die Steuerungselektronik des Antennen-Positionierers übergibt.

15. Vorrichtung nach Anspruch 14, insbesondere für aeronautische Anwendungen, dadurch gekennzeichnet, dass der Prozessor über ein Auswerteverfahren verfügt, mit welchem die bei schnellen Bewegungen des Antennenträgers auftretende Doppler-Frequenzverschiebung des Differenzsignals und/oder des Summensignals kompensiert werden kann.

16. Vorrichtung nach einem der vorhergehenden Ansprüche,

dadurch gekennzeichnet, dass eine durch die räumliche Lage des Antennenträgers bedingte Polarisationsdrehung des Differenzsignals und/oder des Summensignals der beiden Aperturhälften durch ein oder mehrere Hohlleitermodule nach Anspruch 4 oder dadurch, dass der Prozessor der Verarbeitungselektronik über ein geeignetes Auswertungsverfahren verfügt, kompensiert werden kann.

17. Vorrichtung nach Anspruch 14, dadurch gekennzeichnet, dass das Auswertungsverfahren des Prozessors darin besteht, jeweils zwei oder mehr zeitlich aufeinander folgende Werte der Amplitude des Basisband-Differenzsignals zu multiplizieren und diese Produkte über eine bestimmte Zeit Δt zu einer Summe S_1 aufzusummieren, jeweils zwei oder mehr zeitlich aufeinander folgende Werte der Amplitude des Basisband-Summensignals zu multiplizieren und diese Produkte über eine bestimmte Zeit Δt zu einer Summe S_2 aufzusummieren, nach Ablauf der Zeitspanne Δt den Quotienten S_1 / S_2 und/oder eine andere geeignete Funktion $f(S_1, S_2)$ zu bilden, den dadurch erhaltenen Wert nach der Methode des kleinsten Abstandes oder einer anderen geeigneten Methode mit der durch Kalibrierungsmessung oder Berechnung bekannten Normkurve $f_N(\delta, S_1, S_2)$ zu vergleichen, dadurch den Wert des Abweichungswinkels δ zu bestimmen und diesen an die Steuerungselektronik des Antennen-Positionierers zu übergeben.

18. Vorrichtung nach einem der vorhergehenden Ansprüche, dadurch gekennzeichnet, dass bis zu insgesamt $N_1/2$ primäre Hornstrahler, welche am Rand der Apertur liegen, physikalisch nicht realisiert, oder in ihrer Umrandung verändert oder verkleinert realisiert sind, die zugehörigen Zellen des Phasenegalisierungsgitters entsprechend so modifiziert sind, dass die Kanten der Zellen weiterhin auf den Kanten der primären Hornstrahler liegen, die erfindungsgemäße Aperturbelegung nach Anspruch 1 oder Anspruch 2 nur für vollständige Zeilen des Feldes von primären Hornstrahlern realisiert ist, welche N_1 primäre Hornstrahler enthalten, und die binäre Baumstruktur der beiden Speisernetzwerke im Fall des Fehlens von primären Hornstrahlern entsprechend beschnitten ist.

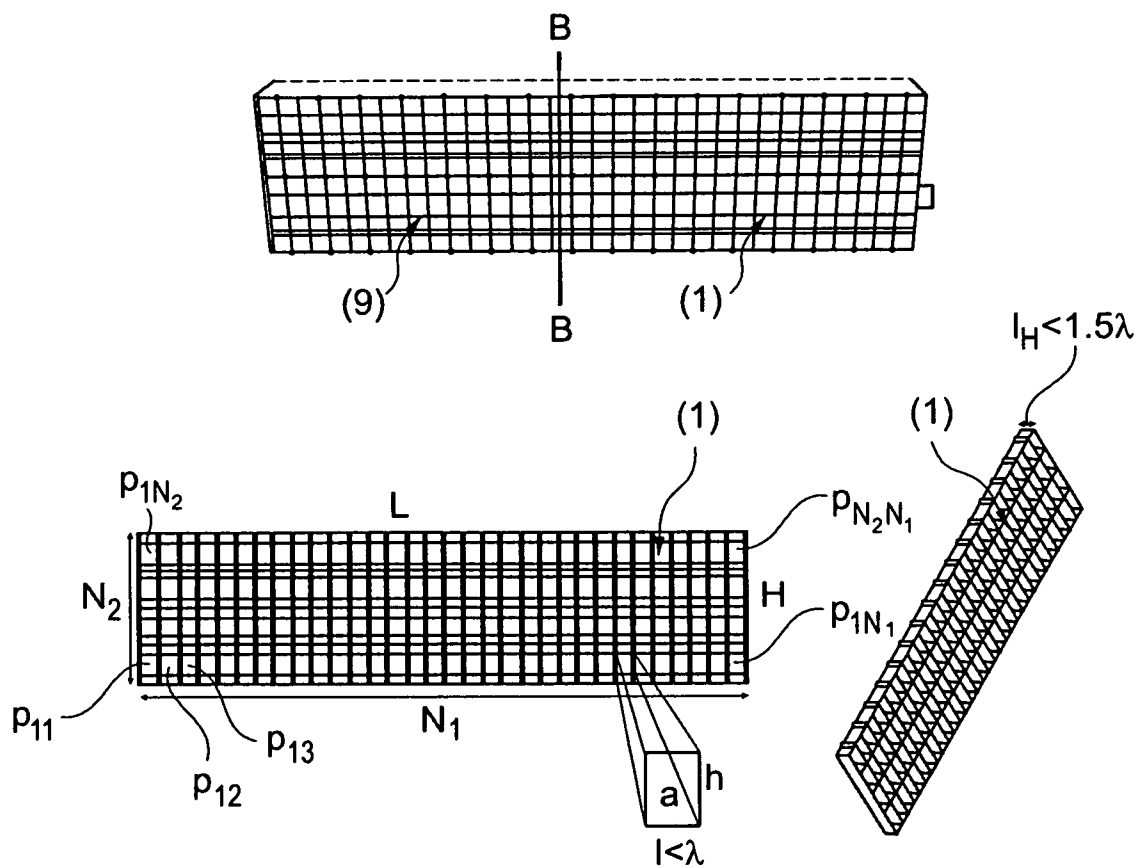
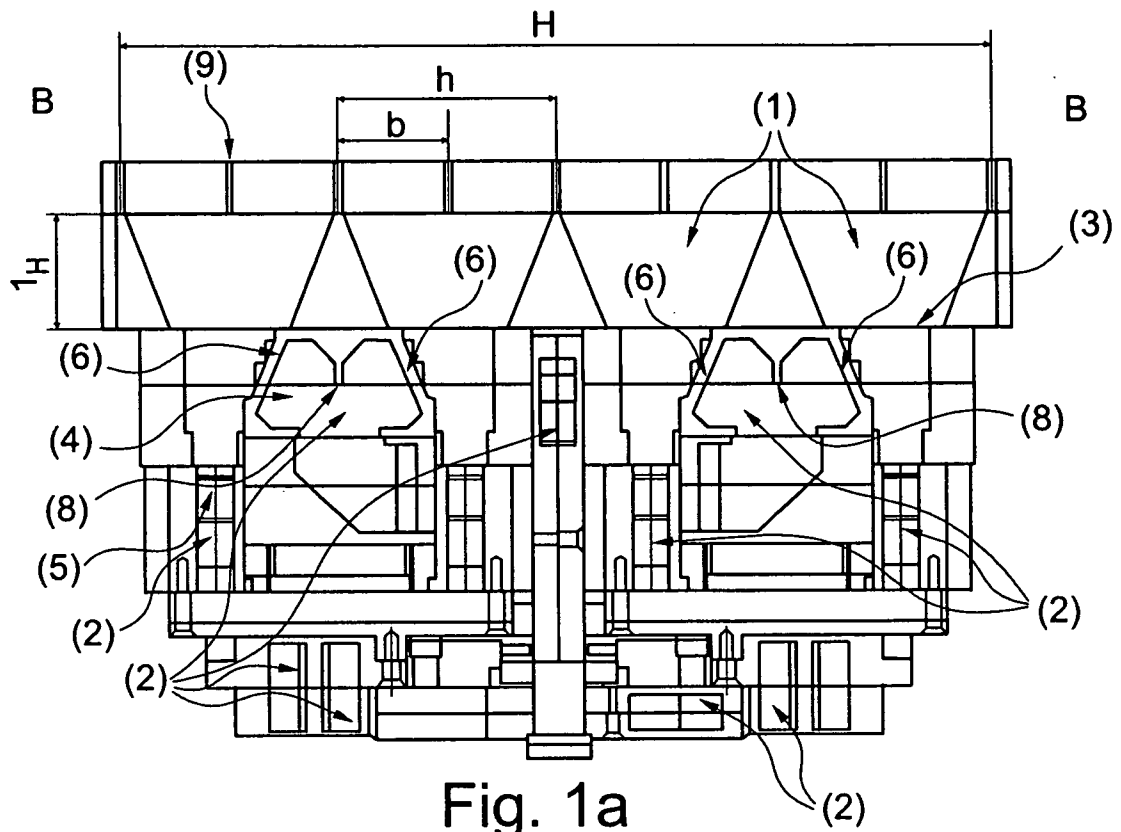


Fig. 1b

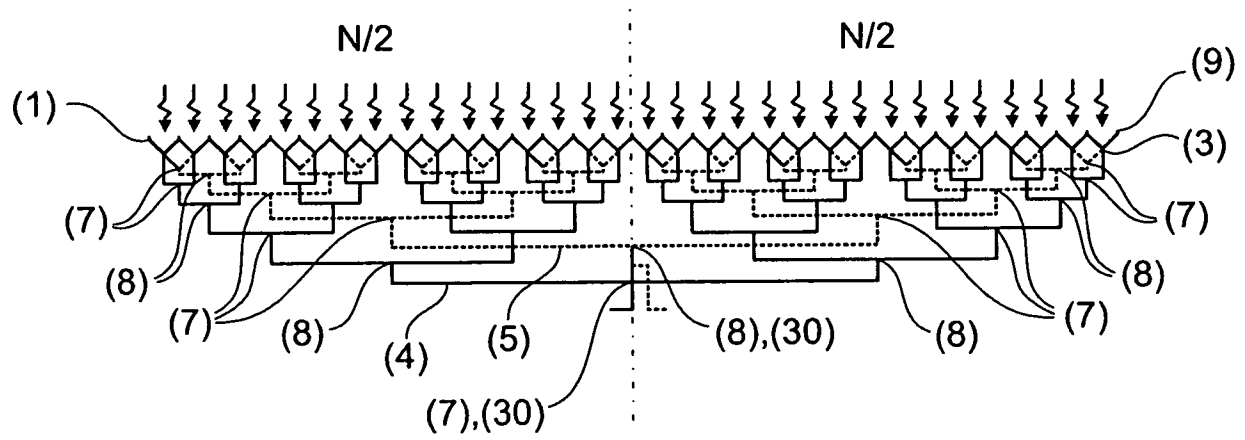


Fig. 1c

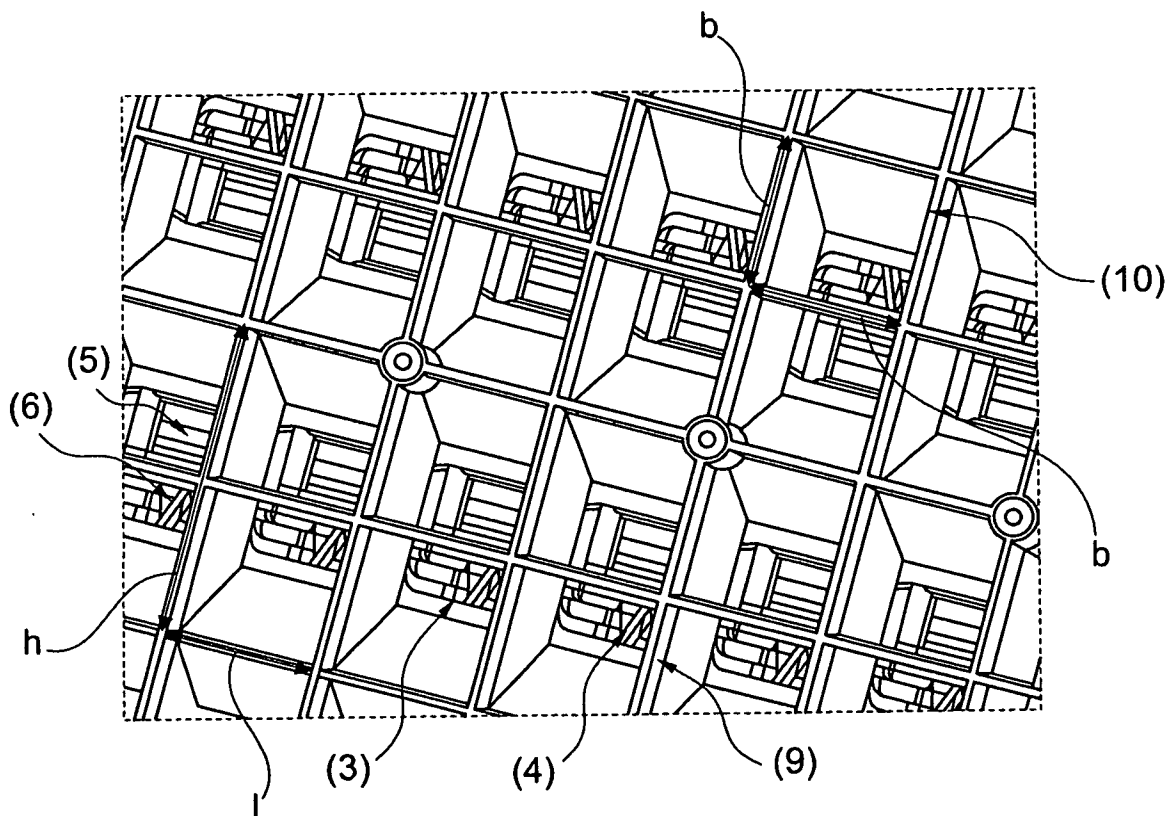


Fig. 2

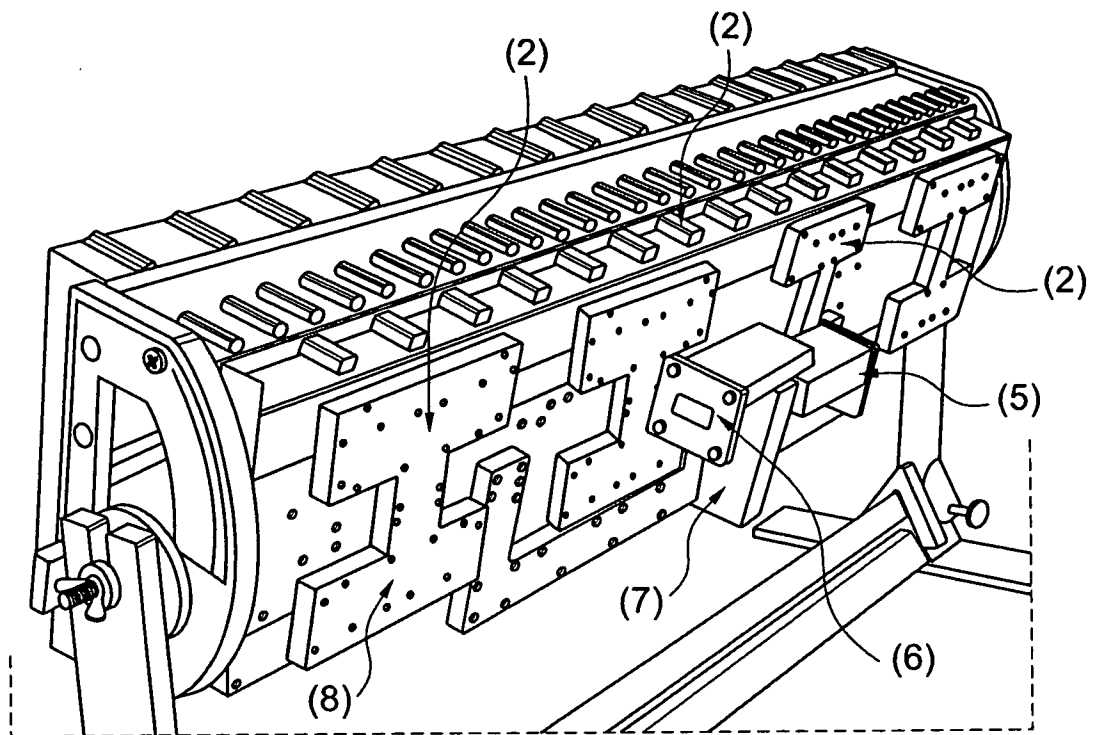


Fig. 3a

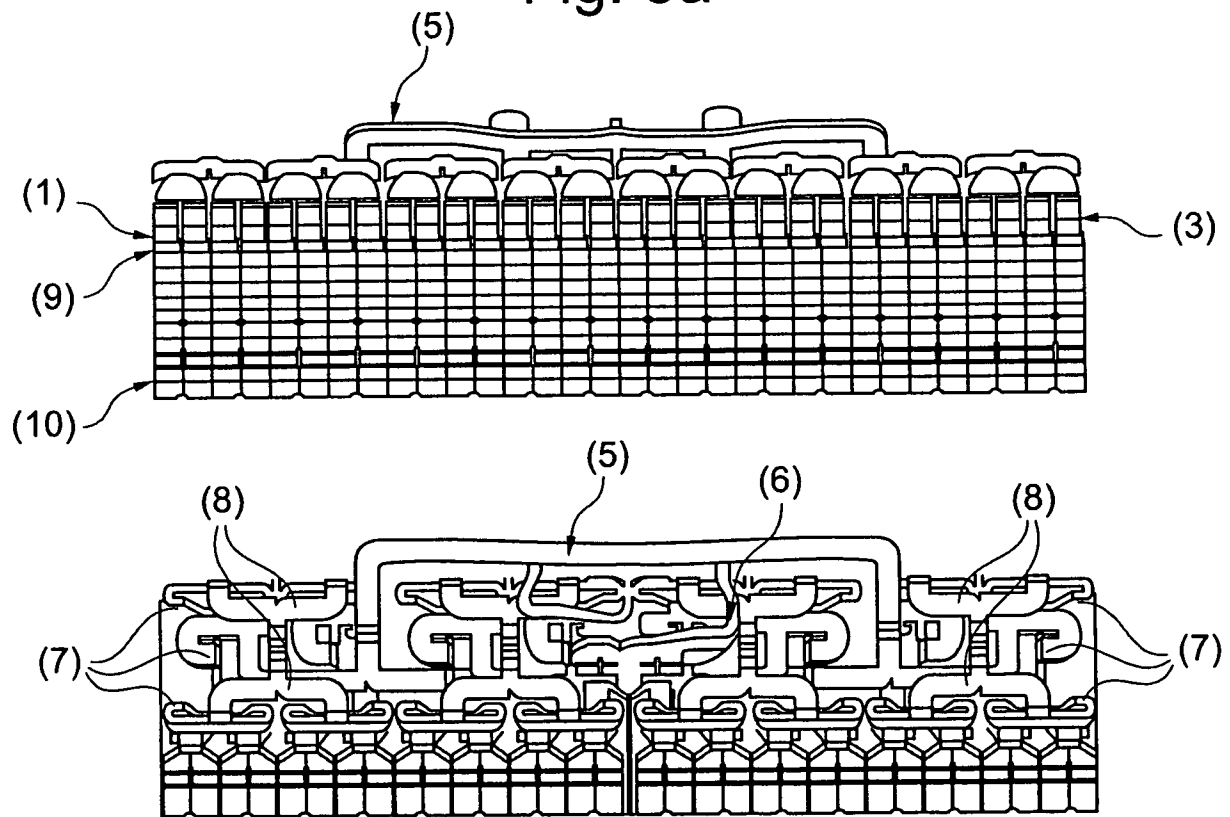


Fig. 3b

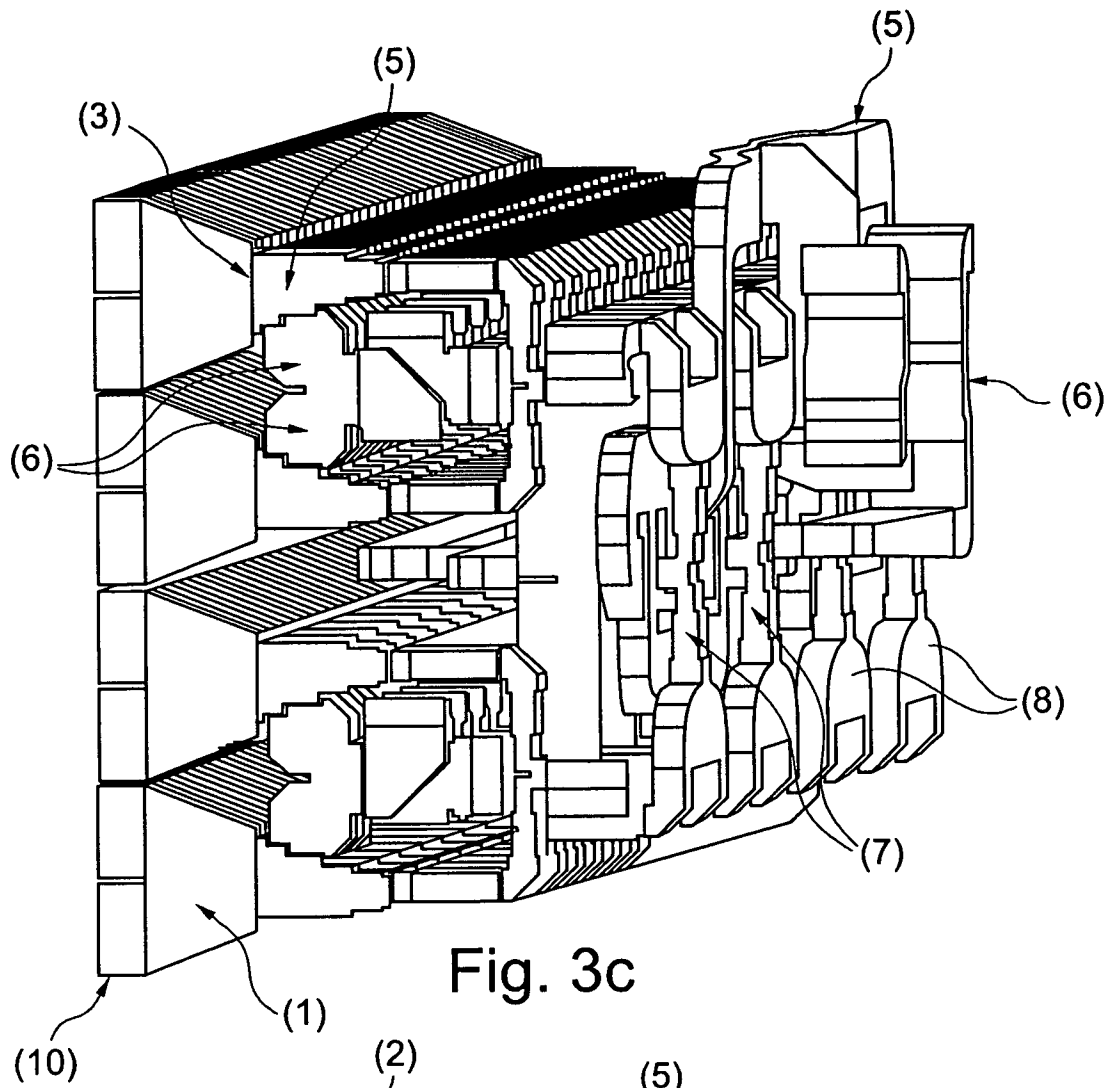


Fig. 3c

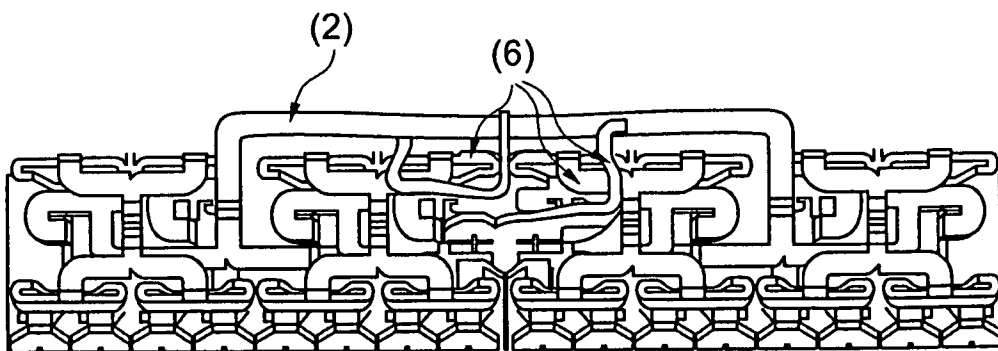
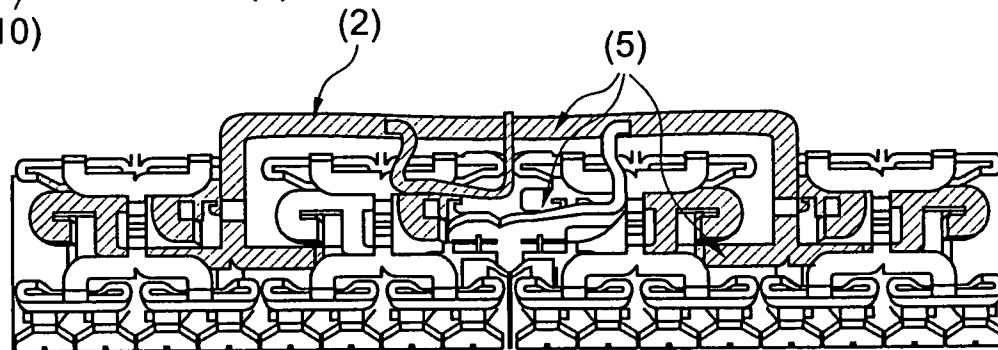


Fig. 3d

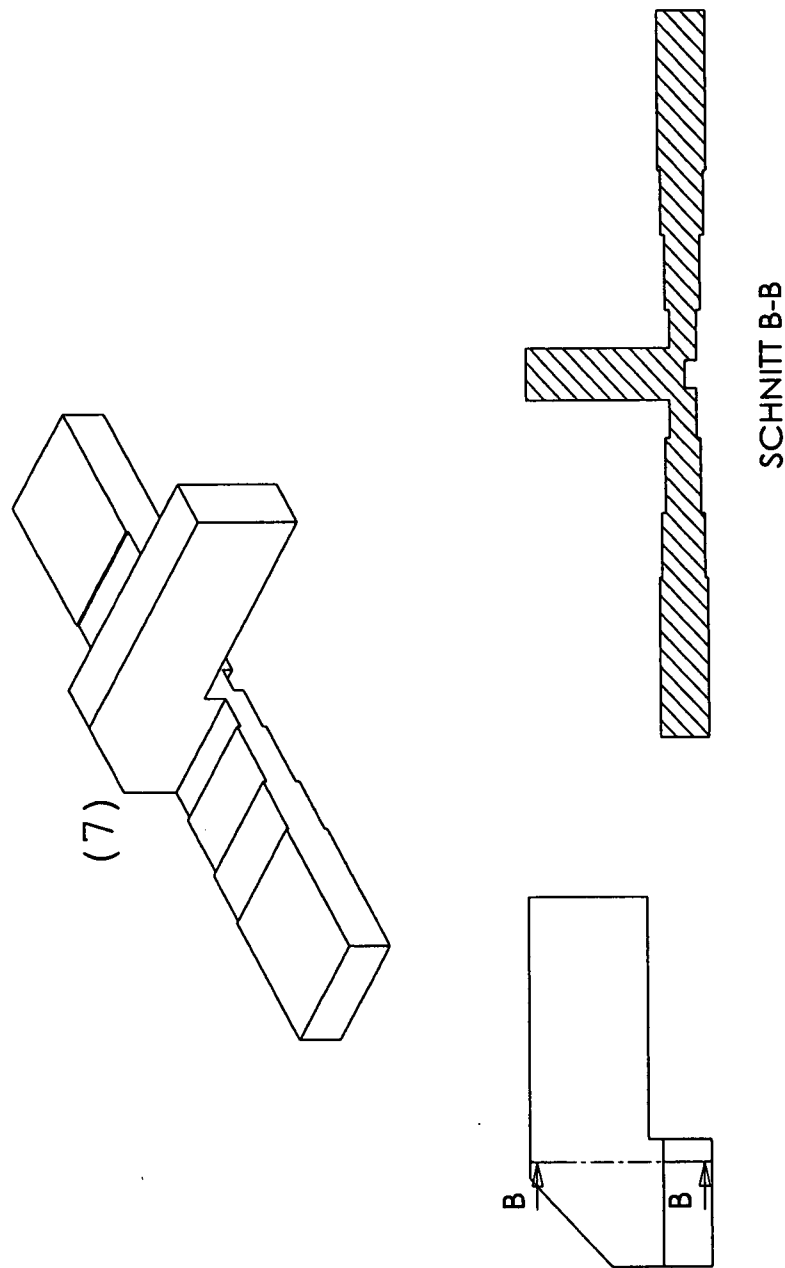


Fig. 4a

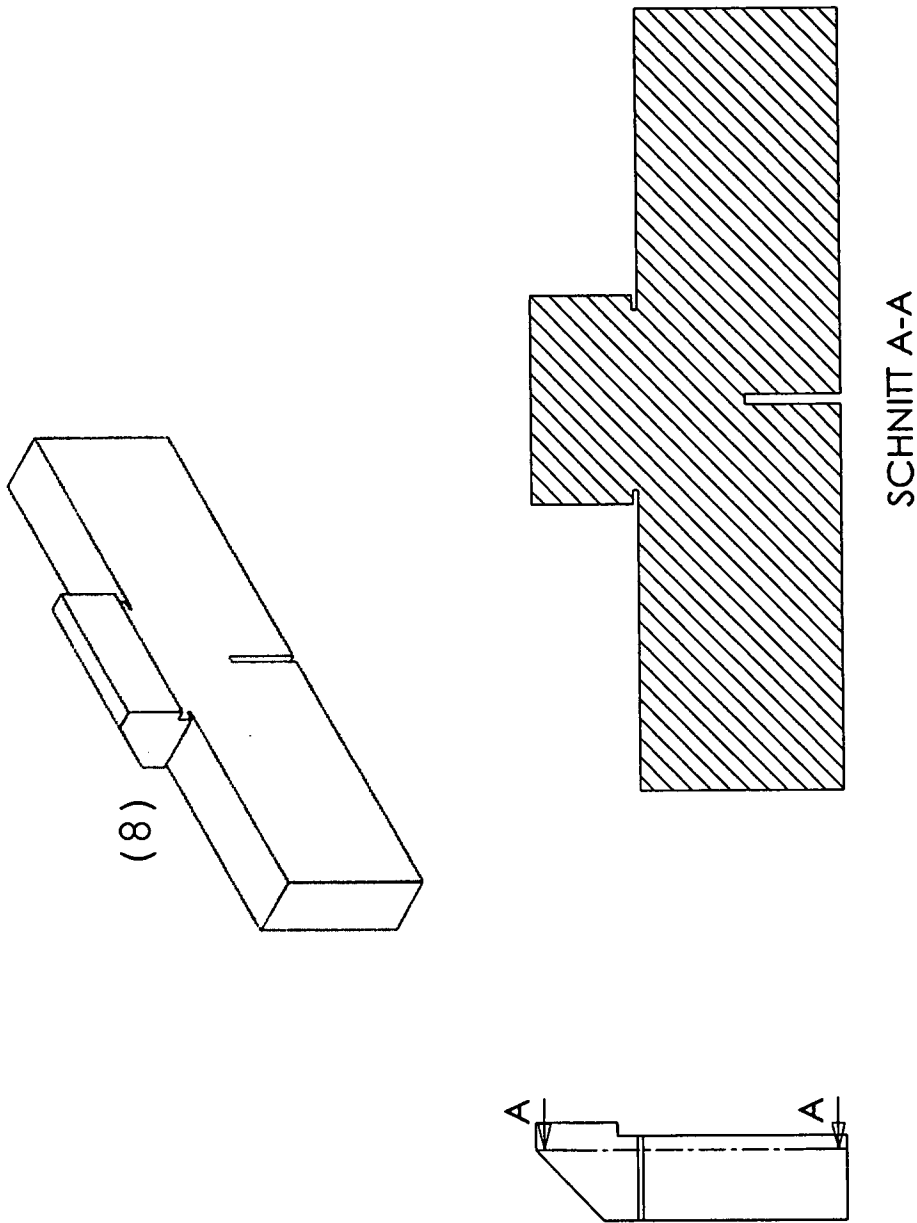


Fig. 4b

Azimut Antennencharakteristik

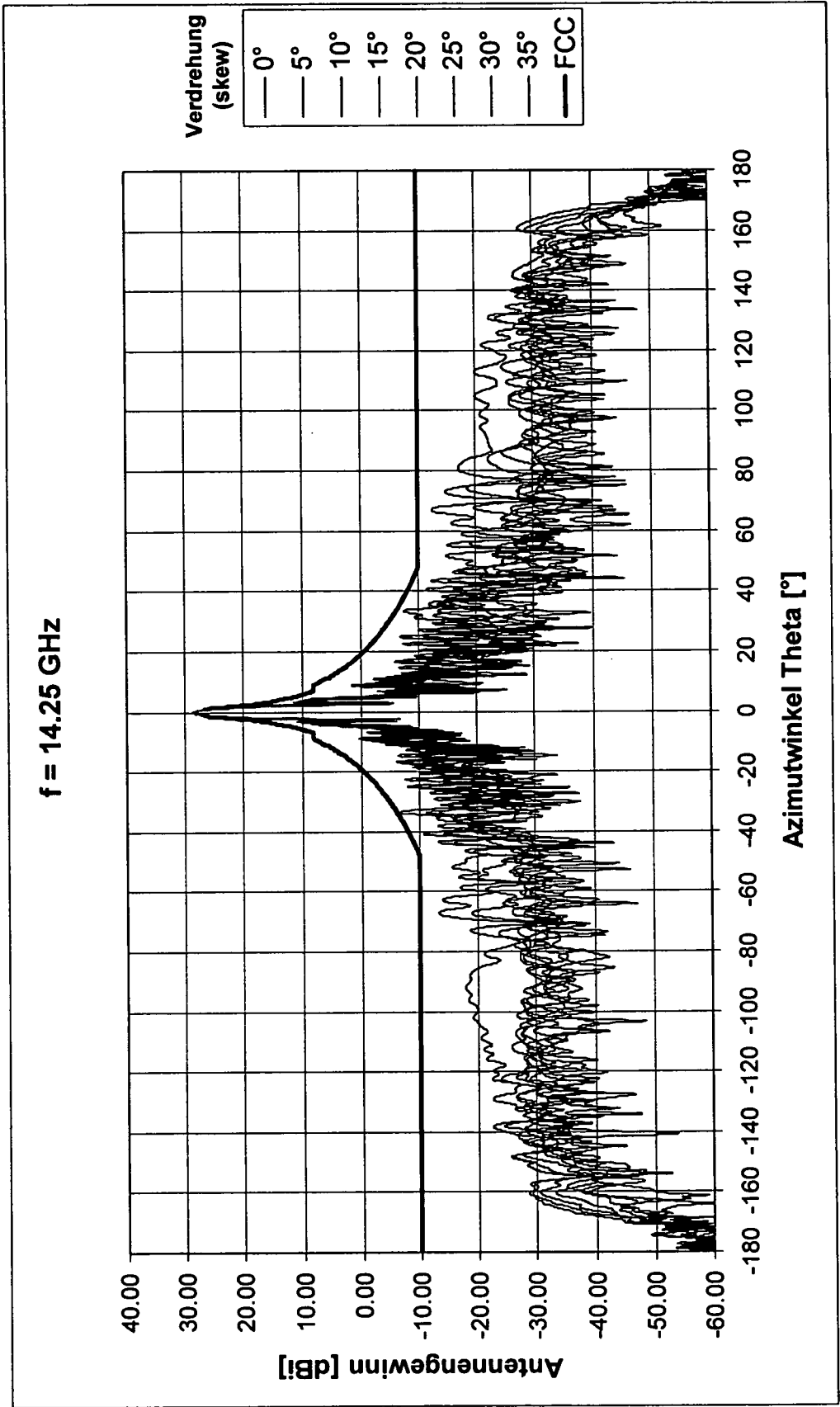


Fig. 5a

Azimet Antennencharakteristik

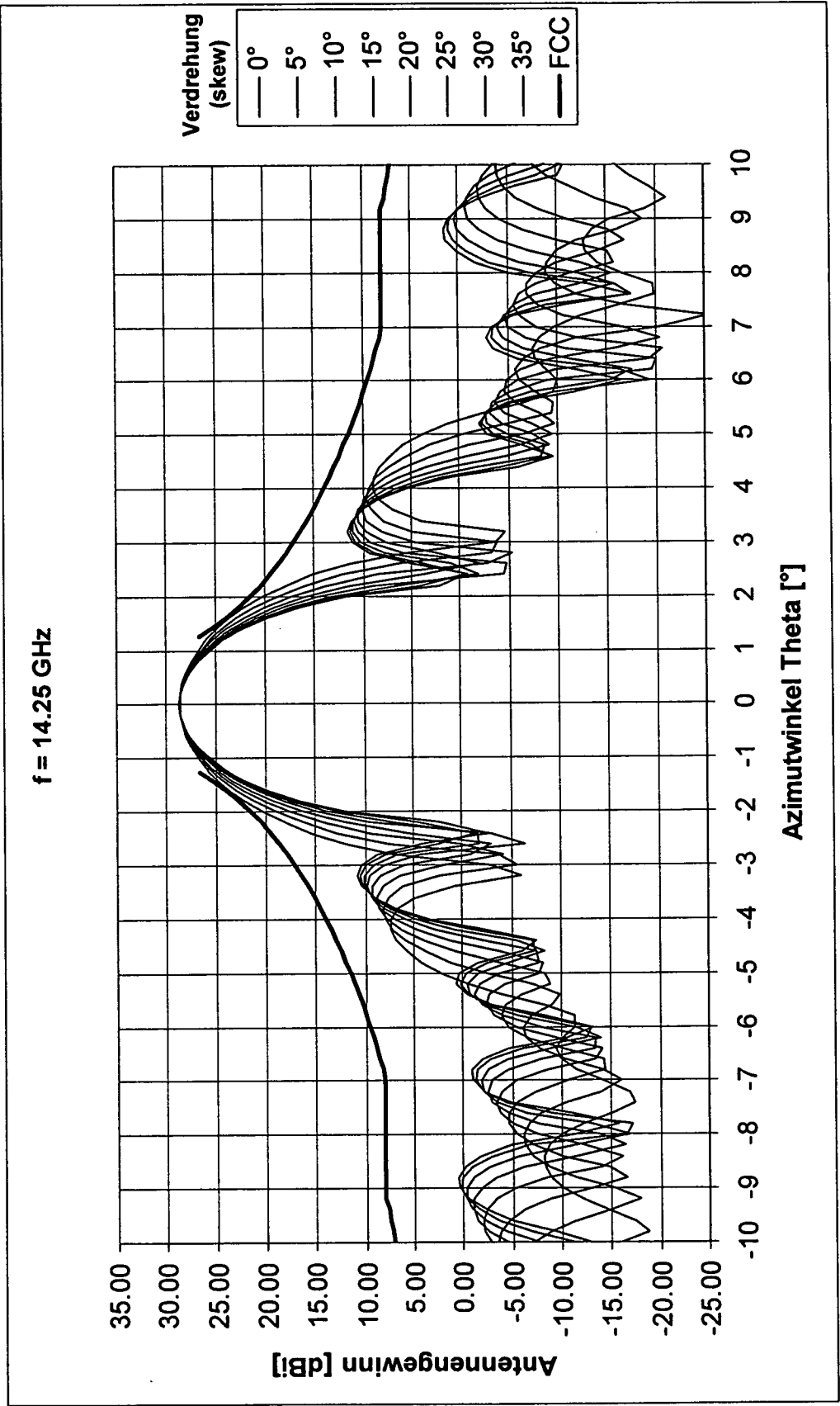


Fig. 5b

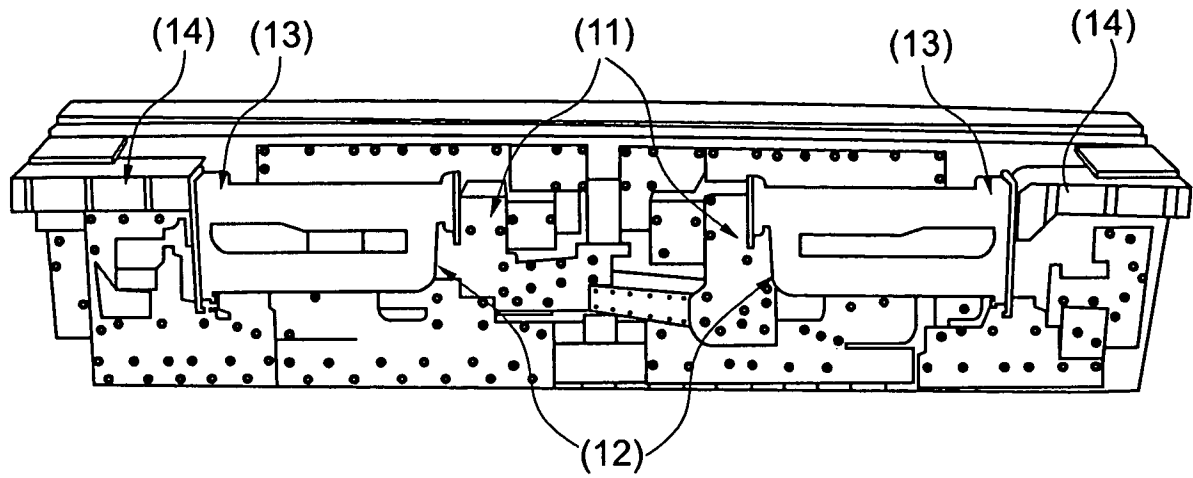


Fig. 6

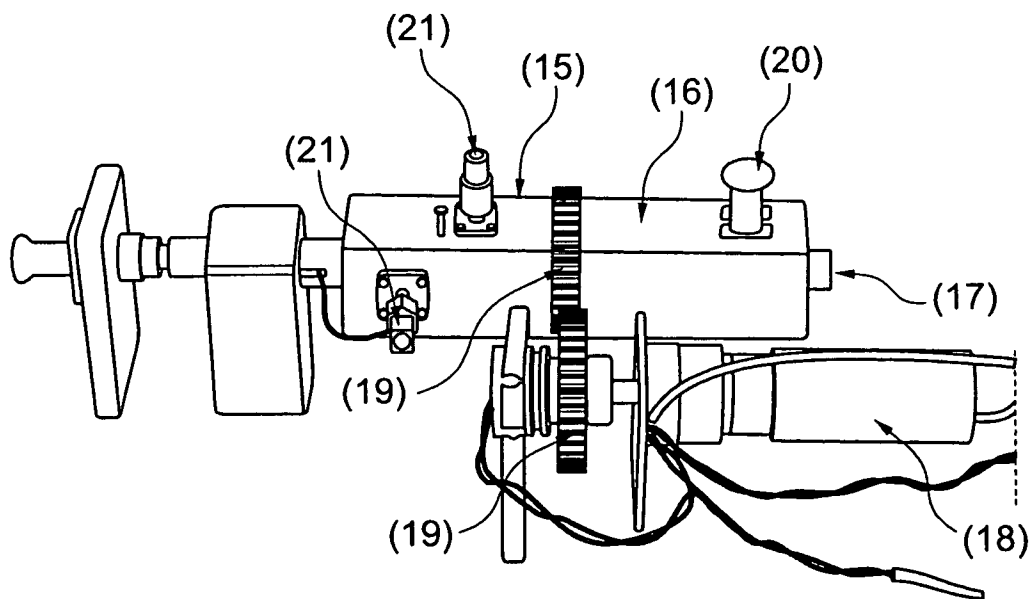


Fig. 7

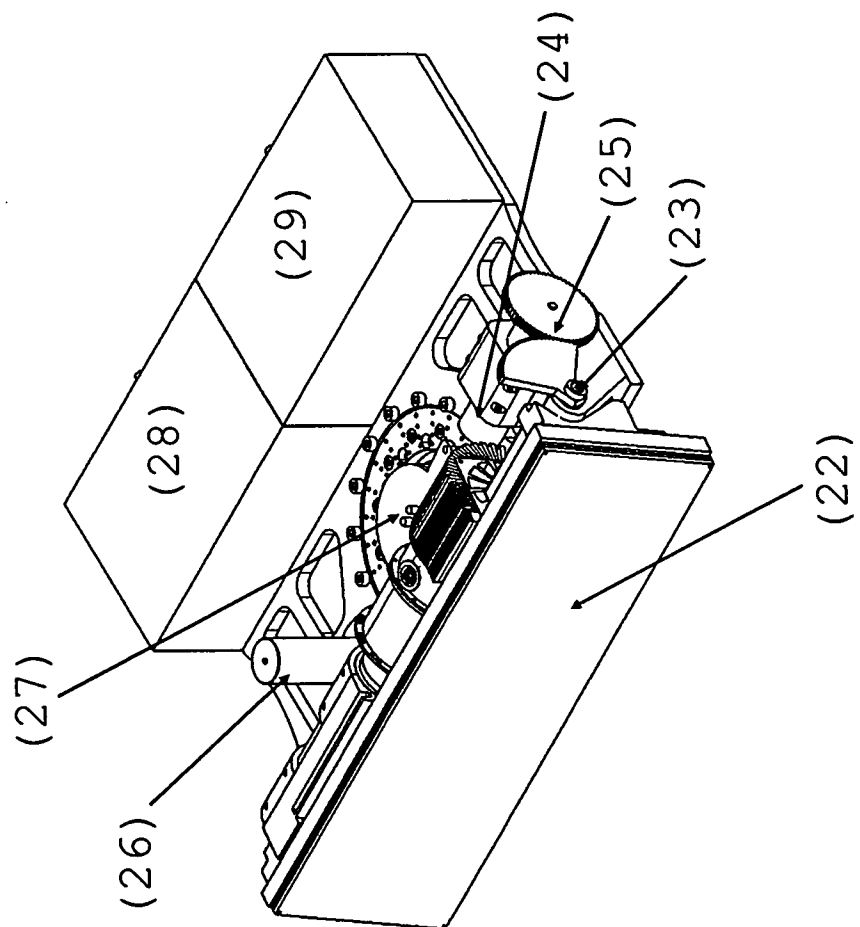


Fig. 8

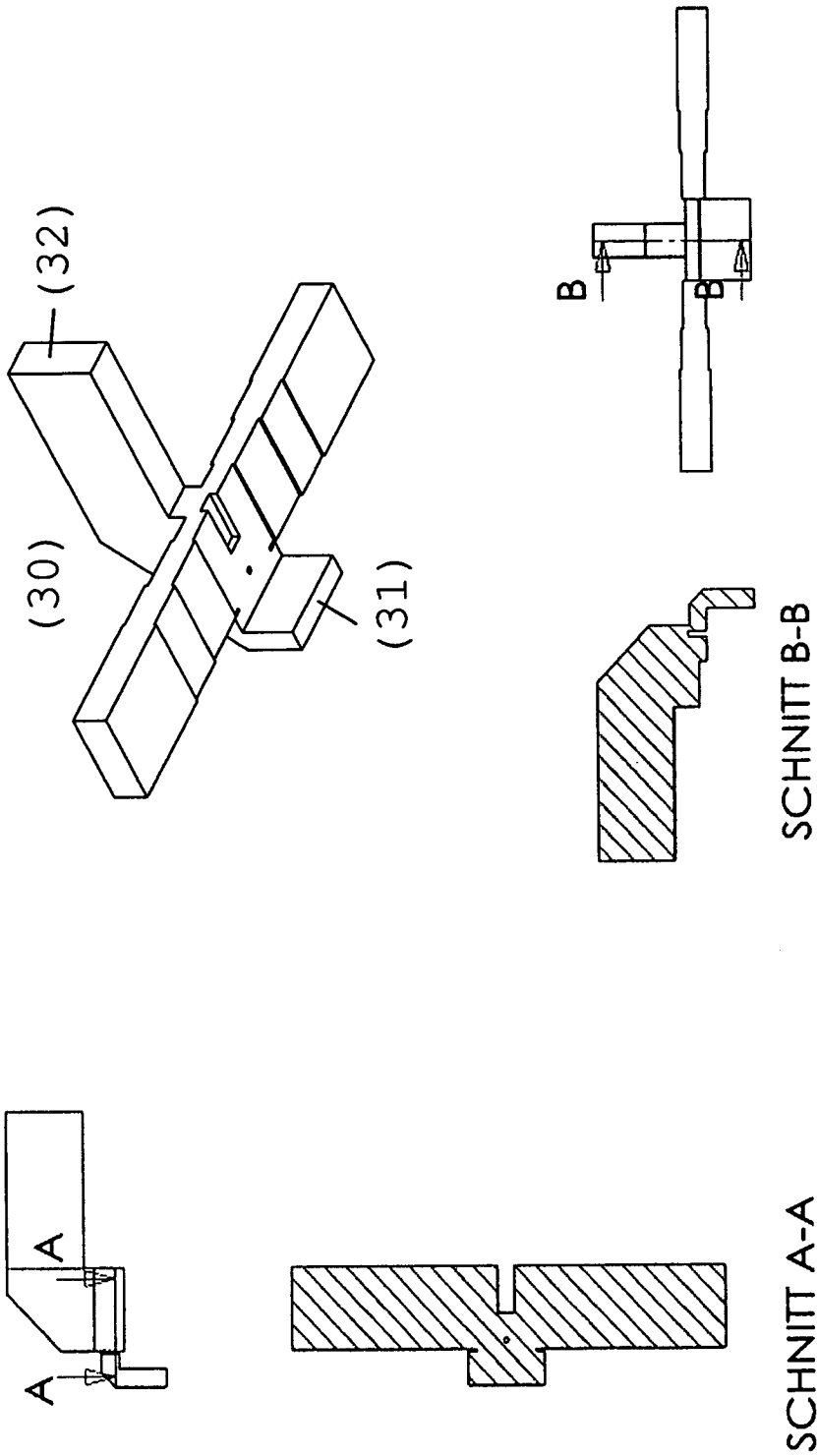


Fig. 9

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No
PCT/EP2010/002645

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER
INV. H01Q21/06 H01Q13/02
ADD.

According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC

B. FIELDS SEARCHED

Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols)
H01Q

Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched

Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practical, search terms used)

EPO-Internal, INSPEC, WPI Data

C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	US 6 201 508 B1 (METZEN PHILLIP L [US] ET AL) 13 March 2001 (2001-03-13) cited in the application figures 1-9 column 3, line 8 - column 9, line 40 * abstract	1-18
A	WO 2008/069369 A1 (IM SEUNG JOON [KR]; RYU CHANG WAN [KR]) 12 June 2008 (2008-06-12) page 9, paragraph 105 - page 11, paragraph 123 figures 2-13 * abstract	1-18
A	WO 97/08775 A1 (NOKIA TELECOMMUNICATIONS OY [FI]; SEHM TOMAS [FI]; LEHTO ARTTO [FI]; RA) 6 March 1997 (1997-03-06) the whole document	1-18
-/--		

☒ Further documents are listed in the continuation of Box C.

☒ See patent family annex.

* Special categories of cited documents:

"A" document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance

"E" earlier document but published on or after the international filing date

"L" document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified)

"O" document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means

"P" document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed

"T" later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention

"X" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone

"Y" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art.

"&" document member of the same patent family

Date of the actual completion of the international search

29 June 2010

Date of mailing of the international search report

26/07/2010

Name and mailing address of the ISA/

European Patent Office, P.B. 5818 Patentlaan 2
NL - 2280 HV Rijswijk
Tel. (+31-70) 340-2040,
Fax: (+31-70) 340-3016

Authorized officer

von Walter, Sven-Uwe

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No

PCT/EP2010/002645

C(Continuation). DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	SEHM T ET AL: "A 38 GHz Horn Antenna Array" EUROPEAN MICROWAVE CONFERENCE, 1998. 28TH, IEEE, PISCATAWAY, NJ, USA, 1 October 1998 (1998-10-01), pages 184-189, XP031066841 the whole document -----	1-18
A	US 2002/149531 A1 (SMITH TERRY M [US] ET AL) 17 October 2002 (2002-10-17) page 1, paragraph 17 - page 2, paragraph 25 figures 1-5 * abstract -----	1-18
A,P	WO 2010/009685 A1 (QEST QUANTENELEKTRONISCHE SYST [DE]; OPPENLAENDER JOERG [DE]; SEIFRIED) 28 January 2010 (2010-01-28) page 18, line 18 - page 19, line 14 figures 7a,7b * abstract -----	7

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

Information on patent family members

International application No

PCT/EP2010/002645

Patent document cited in search report		Publication date	Patent family member(s)	Publication date
US 6201508	B1	13-03-2001	EP 1109252 A2	20-06-2001
			JP 2001189618 A	10-07-2001
WO 2008069369	A1	12-06-2008	KR 20080053156 A	12-06-2008
WO 9708775	A1	06-03-1997	DE 69619496 D1	04-04-2002
			DE 69619496 T2	31-10-2002
			EP 0793866 A1	10-09-1997
			FI 954012 A	26-02-1997
			JP 3718527 B2	24-11-2005
			JP 10508173 T	04-08-1998
			US 5926147 A	20-07-1999
US 2002149531	A1	17-10-2002	NONE	
WO 2010009685	A1	28-01-2010	NONE	

INTERNATIONALER RECHERCHENBERICHT

Internationales Aktenzeichen

PCT/EP2010/002645

A. KLASSIFIZIERUNG DES ANMELDUNGSGEGENSTANDES

INV. H01Q21/06 H01Q13/02

ADD.

Nach der Internationalen Patentklassifikation (IPC) oder nach der nationalen Klassifikation und der IPC

B. RECHERCHIERTE GEBIETE

Recherchierter Mindestprüfstoff (Klassifikationssystem und Klassifikationssymbole)

H01Q

Recherchierte, aber nicht zum Mindestprüfstoff gehörende Veröffentlichungen, soweit diese unter die recherchierten Gebiete fallen

Während der internationalen Recherche konsultierte elektronische Datenbank (Name der Datenbank und evtl. verwendete Suchbegriffe)

EPO-Internal, INSPEC, WPI Data

C. ALS WESENTLICH ANGESEHENE UNTERLAGEN

Kategorie*	Bezeichnung der Veröffentlichung, soweit erforderlich unter Angabe der in Betracht kommenden Teile	Betr. Anspruch Nr.
A	US 6 201 508 B1 (METZEN PHILLIP L [US] ET AL) 13. März 2001 (2001-03-13) in der Anmeldung erwähnt Abbildungen 1-9 Spalte 3, Zeile 8 - Spalte 9, Zeile 40 * Zusammenfassung	1-18
A	WO 2008/069369 A1 (IM SEUNG JOON [KR]; RYU CHANG WAN [KR]) 12. Juni 2008 (2008-06-12) Seite 9, Absatz 105 - Seite 11, Absatz 123 Abbildungen 2-13 * Zusammenfassung	1-18
A	WO 97/08775 A1 (NOKIA TELECOMMUNICATIONS OY [FI]; SEHM TOMAS [FI]; LEHTO ARTO [FI]; RA) 6. März 1997 (1997-03-06) das ganze Dokument	1-18
	----- -/-- -----	

☒ Weitere Veröffentlichungen sind der Fortsetzung von Feld C zu entnehmen ☒ Siehe Anhang Patentfamilie

* Besondere Kategorien von angegebenen Veröffentlichungen :

"A" Veröffentlichung, die den allgemeinen Stand der Technik definiert, aber nicht als besonders bedeutsam anzusehen ist

"E" älteres Dokument, das jedoch erst am oder nach dem internationalen Anmeldedatum veröffentlicht worden ist

"L" Veröffentlichung, die geeignet ist, einen Prioritätsanspruch zweifelhaft erscheinen zu lassen, oder durch die das Veröffentlichungsdatum einer anderen im Recherchenbericht genannten Veröffentlichung belegt werden soll oder die aus einem anderen besonderen Grund angegeben ist (wie ausgeführt)

"O" Veröffentlichung, die sich auf eine mündliche Offenbarung, eine Benutzung, eine Ausstellung oder andere Maßnahmen bezieht

"P" Veröffentlichung, die vor dem internationalen Anmeldedatum, aber nach dem beanspruchten Prioritätsdatum veröffentlicht worden ist

"T" Spätere Veröffentlichung, die nach dem internationalen Anmeldedatum oder dem Prioritätsdatum veröffentlicht worden ist und mit der Anmeldung nicht kollidiert, sondern nur zum Verständnis des der Erfindung zugrundeliegenden Prinzips oder der ihr zugrundeliegenden Theorie angegeben ist

"X" Veröffentlichung von besonderer Bedeutung; die beanspruchte Erfindung kann allein aufgrund dieser Veröffentlichung nicht als neu oder auf erfinderischer Tätigkeit beruhend betrachtet werden

"Y" Veröffentlichung von besonderer Bedeutung; die beanspruchte Erfindung kann nicht als auf erfinderischer Tätigkeit beruhend betrachtet werden, wenn die Veröffentlichung mit einer oder mehreren anderen Veröffentlichungen dieser Kategorie in Verbindung gebracht wird und diese Verbindung für einen Fachmann naheliegend ist

"&" Veröffentlichung, die Mitglied derselben Patentfamilie ist

Datum des Abschlusses der internationalen Recherche

29. Juni 2010

Absendedatum des internationalen Recherchenberichts

26/07/2010

Name und Postanschrift der Internationalen Recherchenbehörde

Europäisches Patentamt, P.B. 5818 Patentlaan 2
NL - 2280 HV Rijswijk
Tel. (+31-70) 340-2040,
Fax: (+31-70) 340-3016

Bevollmächtigter Bediensteter

von Walter, Sven-Uwe

C. (Fortsetzung) ALS WESENTLICH ANGESEHENE UNTERLAGEN

Kategorie*	Bezeichnung der Veröffentlichung, soweit erforderlich unter Angabe der in Betracht kommenden Teile	Betr. Anspruch Nr.
A	SEHM T ET AL: "A 38 GHz Horn Antenna Array" EUROPEAN MICROWAVE CONFERENCE, 1998. 28TH, IEEE, PISCATAWAY, NJ, USA, 1. Oktober 1998 (1998-10-01), Seiten 184-189, XP031066841 das ganze Dokument -----	1-18
A	US 2002/149531 A1 (SMITH TERRY M [US] ET AL) 17. Oktober 2002 (2002-10-17) Seite 1, Absatz 17 - Seite 2, Absatz 25 Abbildungen 1-5 * Zusammenfassung -----	1-18
A,P	WO 2010/009685 A1 (QEST QUANTENELEKTRONISCHE SYST [DE]; OPPENLAENDER JOERG [DE]; SEIFRIED) 28. Januar 2010 (2010-01-28) Seite 18, Zeile 18 - Seite 19, Zeile 14 Abbildungen 7a,7b * Zusammenfassung -----	7

INTERNATIONALER RECHERCHENBERICHT

Angaben zu Veröffentlichungen, die zur selben Patentfamilie gehören

Internationales Aktenzeichen

PCT/EP2010/002645

Im Recherchenbericht angeführtes Patentdokument		Datum der Veröffentlichung		Mitglied(er) der Patentfamilie		Datum der Veröffentlichung
US 6201508	B1	13-03-2001	EP	1109252 A2		20-06-2001
			JP	2001189618 A		10-07-2001
WO 2008069369	A1	12-06-2008	KR	20080053156 A		12-06-2008
WO 9708775	A1	06-03-1997	DE	69619496 D1		04-04-2002
			DE	69619496 T2		31-10-2002
			EP	0793866 A1		10-09-1997
			FI	954012 A		26-02-1997
			JP	3718527 B2		24-11-2005
			JP	10508173 T		04-08-1998
			US	5926147 A		20-07-1999
US 2002149531	A1	17-10-2002	KEINE			
WO 2010009685	A1	28-01-2010	KEINE			