

(19)



(11)

EP 2 425 490 B1

(12)

EUROPÄISCHE PATENTSCHRIFT

(45) Veröffentlichungstag und Bekanntmachung des Hinweises auf die Patenterteilung:
13.02.2013 Patentblatt 2013/07

(51) Int Cl.:
H01Q 21/06 (2006.01) H01Q 13/02 (2006.01)

(21) Anmeldenummer: **10718884.9**

(86) Internationale Anmeldenummer:
PCT/EP2010/002645

(22) Anmeldetag: **30.04.2010**

(87) Internationale Veröffentlichungsnummer:
WO 2010/124867 (04.11.2010 Gazette 2010/44)

(54) **BREITBAND-ANTENNENSYSTEM ZUR SATELLITENKOMMUNIKATION**

BROADBAND ANTENNA SYSTEM FOR SATELLITE COMMUNICATION

SYSTÈME D'ANTENNE À LARGE BANDE POUR COMMUNICATION PAR SATELLITE

(84) Benannte Vertragsstaaten:
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 SE SI SK SM TR

- **OPPENLANDER, Jörg**
72138 Kirchentellinsfurt (DE)
- **TOMES, Jörg**
72072 Tübingen (DE)
- **FRIESCH, Alexander**
72072 Tübingen (DE)

(30) Priorität: **30.04.2009 DE 102009019291**

(43) Veröffentlichungstag der Anmeldung:
07.03.2012 Patentblatt 2012/10

(74) Vertreter: **Dobler, Markus**
Otten, Roth, Dobler & Partner Patentanwälte
Grosstobeler Strasse 39
88276 Ravensburg / Berg (DE)

(73) Patentinhaber: **QEST Quantenelektronische Systeme GmbH**
71088 Holzgerlingen (DE)

(56) Entgegenhaltungen:
WO-A1-97/08775 WO-A1-2008/069369
WO-A1-2010/009685 US-A1- 2002 149 531
US-B1- 6 201 508

- (72) Erfinder:
- **SEIFRIED, Michael**
71155 Altdorf (DE)
 - **WENZEL, Michael**
72127 Kusterdingen (DE)
 - **HÄUSSLER, Christoph**
72762 Reutlingen (DE)

- **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

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

EP 2 425 490 B1

Beschreibung

[0001] Die Erfindung betrifft ein Breitband-Antennensystem zur Kommunikation zwischen mobilen Trägern und Satelliten, insbesondere für 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 ist das Gewicht und die Größe des Antennensystems von sehr großer Bedeutung, da es die Nutzlast des Flugzeugs verringert und zusätzliche Betriebskosten verursacht.

[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 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.

[0006] 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.

[0007] Da Antennenfelder über ein Speisetzwerk 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 Speisetzwerke nur minimal dissipativ sein, um hohe Antenneneffizienzen und damit minimale Antennengrößen realisieren zu können.

[0008] 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 Polarisationstrennung erforderlich damit es zu keiner Vermischung und damit zu einer Effizienzeinbuße kommt. Im Sendebetrieb bestehen zudem strenge regulatorische Anforderungen an die Polarisationstrennung 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 Polarisations-trennung bzw. -erhaltung verfügen, und zum anderen, dass in den Speisetzwerken keine unerwünschte Vermischung der orthogonalen Polarisationen erfolgt.

[0009] 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.

[0010] 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:

[0011] 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 Strahlerelemente 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 Speisernetzwerke erreicht werden. So wird z. B. in der US 2005/0146477 vorgeschlagen, jeweils ein eigenes Speisernetzwerk für die linkszirkulare und die rechtszirkulare Polarisation 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 Speisernetzwerk zerfällt in ein Netzwerk für die horizontale und ein Netzwerk für die vertikale Polarisation. 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 Strahlerzentren 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:

[0012]

Fig. 1a-c stellen den erfindungsgemäßen Aufbau einer Hornfeld-Apertur und den schematischen Aufbau der Speisernetzwerke 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 Speisernetzwerken für zwei orthogonale lineare Polarisationen;

Fig. 4a-b stellen exemplarisch einen E-Feld Teiler und einen H-Feld Teiler der Speisernetzwerke dar;

5 Fig. 5a-b zeigen ein typisches Antennendiagramm einer erfindungsgemäßen Antenne,

Fig. 6 zeigt die Rückseite einer erfindungsgemäßen Antenne mit Frequenzdiplexern und Verstärkern;

10 Fig. 7 stellt ein erfindungsgemäßes Hohlleitermodul zur Polarisationsnachführung dar;

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

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

[0013] 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.

20 **[0014]** 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-Speisernetzwerk (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 $a = 1 \times h$ mit $1 < h$ und $1 < \lambda$ und einen jedenfalls näherungsweise quadratischen Ausgang (3) verfügen, wobei $L = N_1 h$, $H = N_2 h$, und $A = N_1 \times N_2 \times 1 \times h = L \times H$ 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 $1_H < 1,5 \lambda$ aufweisen, das Hohlleiter-Speisernetzwerk (2) aus einem Speisernetzwerk für die eine der beiden orthogonalen linearen Polarisationen (4) und einem davon getrennten Speisernetzwerk für die andere der beiden orthogonalen linearen Polarisationen (5) besteht, jedes der beiden Speisernetzwerke 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 Polarisationen getrennt symmetrisch zusammenführt, die Aperturbelegung der Antenne jedenfalls näherungsweise der Relation

40

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

45 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 Speisernetzwerke für jede der beiden orthogonalen Polarisationen realisiert ist, und die gesamte Aperturfläche von einem Phasenequalisierungsgitter (9) abgedeckt ist, wobei die Maschen (10) des Phasenequalisierungsgitters 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.

50 **[0015]** 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.

55

[0016] 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.

[0017] Sind N_1 und N_2 gerade Zahlen, dann kann das Hornstrahler-Feld mit einem in beiden Richtungen binären Zuführungsnetzwerk effizient gespeist werden.

[0018] 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.

[0019] Die primären Hornstrahler besitzen, wie in Fig. 1b und Fig. 2 dargestellt, eine rechteckige Aperturfläche a , mit $a = 1 \times h$ und $1 < h$. Das Hornstrahlerfeld ist dann entsprechend den Vorschriften $L = N_1 l$, $H = N_2 h$, und $A = N_1 \times N_2 \times 1 \times h = L \times H$ 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 $1 < \lambda$ 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 $1 < \lambda_{\max}$ und $l \approx \lambda_{\max} \approx 2,07$ cm gewählt, dann erhält man bei erfindungsgemäßer Wahl von $h = 2$ 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.

[0020] Wird nun zusätzlich die Vorschrift aus Anspruch 1 herangezogen, dass das Speisetzwerk 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.

[0021] 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 Polarisationstrennung sicher. Zudem ist der in einer Ebene senkrecht zur Aperturebene liegende Speisehohlleiter mit einem Hohlleiterseptum (6) versehen, das die parasitäre Migration der orthogonalen Polarisation 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 Polarisation ist typischerweise stufenförmig ausgelegt. Dies kann ebenfalls die Polarisationstrennung und die Breitbandigkeit verbessern. Eine typische Ausführungsform der Signalauskopplung aus den primären Hornstrahlern ist in Fig. 2 dargestellt.

[0022] 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 $1_H < 1,5 \lambda$. 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 Impedanzfehlanspassung 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.

[0023] Zur Erzielung einer größtmöglichen Polarisationstrennung und einer größtmöglichen instantanen Bandbreite ist ein für jede der beiden orthogonalen Polarisationen getrenntes Speisetzwerk vorgesehen. Die getrennte Speisung direkt ab Hornausgang hat zudem den Vorteil, dass die beiden linearen orthogonalen Polarisationen 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 Sendeband und Empfangsband durch entsprechende Frequenzdiplexer dadurch erleichtert.

[0024] Der Aufbau der Speisetzwerke 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 Speisernetzwerke sind für beide Polarisierungen 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 Speisernetzwerken 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.

[0025] Es ist vorgesehen, die Speisernetzwerke 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°. 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.

[0026] 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° sind.

[0027] In Fig. 1c ist der schematische Aufbau der beiden Speisernetzwerke für die beiden orthogonalen linearen Polarisierungen dargestellt. Direkt am Ausgang (3) der primären Hornstrahler (1) werden die beiden Polarisierungen getrennt und in zwei getrennten Speisernetzwerken (4) (durchgezogene Linien) und (5) (punktierte Linien) zu- und abgeführt. Beide Speisernetzwerke 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 Polarisierungen kann der Teiler auf der niedrigsten Ebene als kombinierter E-Feld und H-Feld Teiler (30) ausgeführt werden.

[0028] 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 theta 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°, Fig. 5b den Bereich um die Hauptkeule.

[0029] 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.

[0030] Wie in Fig. 1a, 1b und 2 dargestellt, ist zudem vorgesehen, dass 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 (1) befinden. Die Dimensionierung $b = 1$ und damit $b < \lambda$ stellt sicher, dass das Phasenegalisierungsgitter in Azimutrichtung der Periodizität des Hornstrahlerfeldes folgt und damit keine zusätzlichen parasitären Nebenkeulen auftreten. In Elevationsrichtung unterteilen die Stege des Phasenegalisierungsgitters 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.

[0031] Die Ausdehnung des Phasenegalisierungsgitters (9) in Richtung senkrecht zur Aperturfläche liegt typischerweise zwischen $\lambda/4$ und $\lambda/2$. Diese Ausdehnung wird durch die Ausdehnung l_H der Hornrichter der Hornstrahler bestimmt, welche erfindungsgemäß $< 1,5 \lambda$ ist. Durch eine Variation beider Längen kann die instantane Bandbreite und die Impedanzanpassung an die Freiraumwelt 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.

[0032] Weitere vorteilhafte Ausführungsformen der Antenne werden im Folgenden beschrieben.

[0033] 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.

[0034] 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 $p_{i,j}$ 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.

[0035] 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

5 direkt, oder vorzugsweise mit einem Hohlleiter, verbunden, sodass die parasitäre Rauschleistung durch dissipative Verbindungen minimal bleibt.

[0036] 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

10 steigern.

[0037] 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 Speisernetzwerke und/oder an den Ausgängen der Hohlleiter-Frequenz-Diplexer und/oder an den Ausgängen der rauscharmen Verstärker anliegen, orthogonal in ein oder mehrere Hohlleitermodule

15 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.

[0038] 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.

[0039] 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 Speisernetzwerke 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 Polarisierungen (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.

[0040] 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. 8 dargestellt. Die Hornfeld-Apertur mit Speisernetzwerk (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-Speisernetzwerk verhindert. Insbesondere bei mobilen Anwendungen bestehen erfindungsgemäße Antennen aus Gründen der Gewichtsreduktion typischerweise aus Leichtmetallen

50
55

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.

[0041] 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.

[0042] Weiterhin kann es, insbesondere für aeronautische Anwendungen, von Vorteil sein, das Speisennetzwerk 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 Speisennetzwerks 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.

[0043] 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 Speisennetze (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 Polarisierungen 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 Speisennetze 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.

[0044] Ist der letzte Leistungsteiler der Speisennetze 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 Differenzweig 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.

[0045] 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.

[0046] 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 Rauschverhältnis 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 Summensignal 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.

[0047] Bei Satellitensignalen geeigneter Stärke können das Differenzsignal und das Summensignal 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.

[0048] Bei schwachen Satellitensignalen oder bei ungünstigen Satellitenkonfigurationen kann es von Vorteil sein, wenn 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. Durch die Digitalisierung der Signale wird die softwaregesteuerte 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.

[0049] 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.

5 **[0050]** 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.

10 **[0051]** Liegen die Signale des Differenztrors 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.

15 **[0052]** 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.

20 **[0053]** 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 Speisernetzwerke (vgl. Fig. 1c) ist im Fall des Fehlens von primären Hornstrahlern entsprechend beschnitten.

Patentansprüche

50 **1.** Antenne zur Breitband-Satellitenkommunikation, insbesondere für mobile Anwendungen, bestehend aus einem Feld von primären Hornstrahlern (1), welche durch ein Hohlleiter-Speisernetzwerk (2) miteinander verbunden sind, wobei die Antenne aus einer Anzahl $N=N_1 \times N_2$ primären Hornstrahlern, besteht und N_1 und N_2 ganze gerade Zahlen sind, dadurch gekennzeichnet, dass $N_1 > 4 N_2$ ist, 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 $a = 1 \times h$ mit $1 < h$ und $1 < \lambda$ 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 über rechteckige Hohlleiter (4, 5) 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 (6) in einer Ebene senkrecht zur Aperturfläche zu- und abgeführt wird, die Hörner der primären Hornstrahler gestaut sind und senkrecht zur Aperturfläche eine Länge $1_H < 1,5 \lambda$ aufweisen, das Hohlleiter-Speisenetzwerk (2) aus einem Speisenetzwerk für die eine der beiden orthogonalen linearen Polarisierungen und einen 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 (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 Phasenequalisierungsgitter (9) abgedeckt ist, wobei die Maschen (10) des Phasenequalisierungsgitters (9) 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 (1) liegen und in Richtung N_2 die Stege des Gitters sich jedenfalls näherungsweise genau in der Mitte der Aperturfläche der einzelnen Hornstrahler (1) 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 n ganze Zahlen sind und $m \geq 2$, $2k+m=N_1$ 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 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.

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 (12) und/oder an den Ausgängen der rauscharmen Verstärker (14) 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 gedreht werden können, sodass auf der den Einspeisepunkten (20) gegenüberliegenden Seite (21) 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 (2) und/oder an den Ausgängen

der Hohlleiter-Frequenz-Diplexer (12) und/oder an den Ausgängen der rauscharmen Verstärker (14) 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.

- 5 7. Vorrichtung nach einem der vorhergehenden Ansprüche, **dadurch gekennzeichnet, dass** die Antenne auf der Elevationsachse (23) eines Zwei-Achsen Positionierers angebracht ist und die Hohlleitermodule (15, 16) 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 (15, 16) und/oder die 90°-Hybrid-Koppler mit flexiblen Hochfrequenzkabeln miteinander verbunden sind.
- 10 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 (1) und dem Phasenequalisierungsgitter (9) oder in der Ebene der Hornausgänge (3) eine wasserdichte Folie eingebracht ist, die das Eindringen von Feuchtigkeit in die Primärhörner und das Hohlleiter-Speisenetzwerk verhindert.
- 15 9. Vorrichtung nach einem der vorhergehenden Ansprüche, **dadurch gekennzeichnet, dass** der letzte Hohlleiter-Leistungsteiler jedes der beiden Speisernetzwerke (4, 5), welcher die Signale der beiden Aperturhälften mit jeweils N/2 primären Hornstrahlern (1) 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 Polarisierungen sowohl das Summensignal als auch das Differenzsignal getrennt abgeleitet werden können.
- 20 10. Vorrichtung nach Anspruch 9, **dadurch gekennzeichnet, dass** 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.
- 25 11. Vorrichtung nach Anspruch 9, 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.
- 30 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.
- 35 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.
- 40 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.
- 45 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.
- 50 55

16. Vorrichtung nach Anspruch 9, **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 Ncrmkurve $f_N(\delta, S_1, S_2)$ 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 Phasenequalisierungsgitters entsprechend so modifiziert sind, dass die Kanten der Zellen weiterhin auf den Kanten der primären Hornstrahler (1) liegen, die erfindungsgemäße Aperturbelegung nach Anspruch 1 oder Anspruch 2 nur für vollständige Zeilen des Feldes von primären Hornstrahlern (1) realisiert ist, welche N_1 primäre Hornstrahler (1) enthalten, und die binäre Raumstruktur der beiden Speisernetzwerke (4, 5) im Fall des Fehlens von primären Hornstrahlern entsprechend beschnitten ist.

Claims

1. Aerial for broadband satellite communication, in particular for mobile applications, comprising an array of primary horn radiators (1) which are connected together by a waveguide feed network (2), wherein the aerial consists of a number $N=N_1 \times N_2$ of primary horn radiators, where N_1 and N_2 are even integers, **characterised in that** $N_1 > 4 N_2$, for the total aperture area A of the aerial $A=L \times H$, where $L \geq 4 H$ and $L < N_1 \lambda$, where λ denotes the minimum free-space wavelength of the electromagnetic wave to be transmitted or to be received, the primary horn radiators enable the reception and the transmission of two orthogonal linearly polarised electromagnetic waves **in that** they have a rectangular aperture area $a = 1 \times h$ where $1 < h$ and $1 < \lambda$, and have an approximately square output (3), where $L = N_1 1$, $H = N_2 h$ and $A = N_1 \times N_2 \times 1 \times h = L \times H$, and the primary horn radiators (1) are fed directly at their output via rectangular waveguides (4, 5) such that one of the orthogonal linear polarisations is supplied and carried away parallel to the aperture area, and the other of the orthogonal linear polarizations is supplied and carried away via a waveguide septum (6) in a plane at right angles to the aperture area, the horns of the primary horn radiators are compressed and have a length $1_H < 1.5 \lambda$ at right angles to the aperture area, and the waveguide feed network (2) comprises a feed network for one of the two orthogonal linear polarizations and a separate feed network for the other of the two orthogonal linear polarizations, each of the two feed networks is in the form of a binary tree with binary E and H power dividers (7, 8), so that the respective last power divider on the lowest level of the binary tree combines the powers of two half-apertures, in each case with $N/2$ primary horn radiators for each of the two orthogonal polarizations, separately and symmetrically, the aperture configuration of the aerial in each case approximately follows the relationship:

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

where k and m are integers and $2k+m=N_1$, and the powers p_{ij} , $i=1 \dots N_1$, $j=1 \dots N_2$, denote the power contributions of the individual primary horn radiators, the aperture configuration is formed by symmetrical and asymmetrical binary E and H power dividers (7, 8) in each of the two feed networks for each of the two orthogonal polarizations, and the entire aperture area is covered by a phase equalization grid (9), where the meshes (10) of the phase equalization grid (9) have a square dimension with an edge length b , and in each case approximately $b=1$, $h=2 b$ and $b < \lambda$, such that in the direction N_1 the webs of the grid lie above the abutting edge of two adjacent horn radiators (1) and in the direction N_2 , the webs of the grid are each located approximately precisely at the centre of the aperture area of the

individual horn radiators (1).

2. Device according to claim 1, **characterised in that** the aperture configuration of the aerial in each case approximately follows the relationship:

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

where k and m are integers and $m \geq 2k$, $2k+m=N_1$ and, in each case approximately, $p_{i,j}=P_{2k+m+1-i,j}$ for $i=1 \dots N_1/2$, and the powers $p_{i,j}$, $i=1 \dots N_1$, $j=1 \dots N_2$ denote the power contributions of the individual primary horn radiators.

3. Device according to any one of the preceding claims, **characterised in that** the output of the feed network of each of the two orthogonal polarizations is in each case connected by means of a waveguide (11) to a waveguide frequency diplexer (12), which separates the transmission frequency band from the reception frequency band, and the reception frequency band output (13) of the two waveguide frequency diplexers (12) is in each case connected to a low-noise amplifier (14).

4. Device according to any one of the preceding claims, **characterised in that** the two orthogonally linear polarized signals which are present at the two outputs of the feed networks and/or at the outputs of the waveguide frequency diplexers (12) and/or at the outputs of the low-noise amplifiers (14) are fed orthogonally into one or more waveguide modules, which consist of two waveguide pieces (15, 16) which are connected to one another along their axis and can be rotated, driven by motors, with respect to one another about the waveguide axis (17), so that on the opposite side (21) of the waveguide modules to the feed points (20) linearly polarized signals whose polarization has been rotated with respect to the orthogonally linear-polarized signals fed in can be output, and the polarization of the incident waves can thus be reconstructed, or the polarization of the waves to be transmitted can be controlled.

5. Device according to claim 4, **characterised in that** the aerial is equipped with a waveguide module for polarization tracking for the transmission band and with a waveguide module separate from the former for polarization tracking for the reception band.

6. Device according to any one of the preceding claims, **characterised in that** the two orthogonally linear-polarized signals, which are present at the two outputs of the feed networks (2) and/or at the outputs of the waveguide frequency diplexers (12) and/or at the outputs of the low-noise amplifiers (14), are converted by one or more 90° hybrid couplers to orthogonal circular-polarized signals, so that the aerial can also be used to transmit and/or receive circular polarized signals.

7. Device according to any one of the preceding claims, **characterised in that** the aerial is fitted onto the elevation axis (23) of a two-axis positioner, and the waveguide modules (15, 16) according to claim 4 and/or the 90° hybrid couplers according to claim 5 are fitted on the azimuth platform of the positioner, and the aerial and the waveguide modules (15, 16) and/or the 90° hybrid couplers are connected to one another by means of flexible high frequency cables.

8. Device according to any one of the preceding claims, in particular for aeronautical applications, **characterised in that** all or some of the components of the aerial are entirely or partially silver-plated or copper-plated, all or some of the components are soldered and/or welded and/or adhesively bonded to one another, the aerial with the exception of the aperture area is provided entirely or partially from the outside with a protective layer against the penetration of moisture, and a watertight film is introduced in the plane between the primary horns (1) and the phase equalization grid (9) or in the plane of the horn outputs (3) which film prevents the penetration of moisture into the primary horns and the waveguide feed network.

9. Device according to one of the preceding claims, **characterised in that** the last waveguide power divider of each of the two feed networks (4, 5) which combines the signals from the two aperture halves with in each case N/2 primary horn radiators (1) is designed as a combined E and H divider (30) such that both the sum signal (31) of the two symmetrical aperture halves and the difference signal (32) of the two symmetrical aperture halves are applied to this waveguide four-port network, and both the sum signal and the difference signal can be passed out separately for each of the two orthogonal polarizations.

10. Device according to claim 9, **characterised in that** the difference port (32) of the combined E and H divider is equipped with a transmission band stop filter, which prevents the transmission signals from entering the difference branch, and the difference port (32) is connected via the transmission band stop filter to a low-noise amplifier.
- 5 11. Device according to claim 9, in particular for mobile applications, **characterised in that** the difference signals and/or a portion of the sum signals of the two symmetrical aperture halves are passed to processing electronics, which evaluate the strength and/or the phase angle of the difference signals and/or of the sum signals and transfers/transfer them/this to the control electronics of the aerial positioner, such that the control electronics can readjust the aerial such that the difference signal is minimal, and the aerial thus remains aligned with the target satellites when
10 the aerial carrier is moving relative to the target satellite.
12. Device according to claim 11, **characterised in that** the processing electronics for the difference signals and/or the sum signals contains one or more fixed frequency mixers and/or one or more controllable variable-frequency mixers and one or more frequency filters, by means of which the difference signal or a portion of the difference signal and/or
15 the sum signal or a portion of the sum signal can be converted to a defined baseband and can be processed there.
13. Device according to claim 12, **characterised in that** the strength of the difference signal and/or of the sum signal in the baseband is measured by a suitable electronic circuit, and is transferred to the control electronics of the aerial positioner.
20
14. Device according to claim 12, **characterised in that** the difference signal and/or the sum signal is digitized in the baseband by an analogue/digital converter and is passed to a processor which has suitable evaluation methods for determining the strength and/or the phase angle of the difference signal and/or of the sum signal and for transferring this information to the control electronics of the aerial positioner.
25
15. Device according to claim 14, in particular for aeronautical applications, **characterised in that** the processor has an evaluation method by means of which it is possible to compensate for the Doppler frequency shift which occurs in the difference signal and/or in the sum signal when the aerial carrier is moving fast.
- 30 16. Device according to claim 9, **characterised in that** a polarization rotation of the difference signal caused by the spatial position of the aerial carrier and/or the sum signal of the two apertures halves can be compensated for by one or more waveguide modules according to claim 4, or by the processor in the processing electronics having a suitable evaluation method.
- 35 17. Device according to claim 14, **characterised in that** the evaluation method of the processor consists of multiplying two or more successive values of the amplitude of the baseband difference signal and adding these products over a specific time Δt to form a sum S_1 , multiplying two or more successive values of the amplitude of the baseband sum signal in each case and adding these products over a specific time Δt to form a sum S_2 , forming the quotient S_1/S_2 and/or some other suitable function $f(S_1, S_2)$ after the time interval Δt has elapsed, comparing the value
40 obtained in this way with the standard curve $f_N(\delta, S_1, S_2)$, which is known from a calibration measurement or calculation using the shortest-interval method or some other suitable method, determining in this way the value of the error angle δ and transferring the latter to the control electronics of the aerial positioner.
- 45 18. Device according to any one of the preceding claims, **characterised in that** up to a total of $N_1/2$ primary horn radiators, which are located at the edge of the aperture, are not physically implemented, or their border is changed or is reduced in size, the associated cells of the phase equalization grid are correspondingly modified such that the edges of the cells still lie on the edges of the primary horn radiators (1), the aperture configuration according to claim 1 or claim 2 is implemented only for complete rows in the array of primary horn radiators (1) which contain N_1 primary horn radiators (1), and the binary tree structure of the two feed networks (4, 5) is appropriately tailored when
50 primary horn radiators are absent.

Revendications

- 55 1. Antenne pour communication par satellite à large bande, en particulier pour des utilisations mobiles se composant d'un champ de radiateurs en cornets électromagnétiques primaires (1) qui sont reliés entre eux par un réseau d'alimentation par guides d'ondes (2), cette antenne étant constituée d'un nombre $N = N_1 \times N_2$ de radiateurs en cornets primaires, et N_1 et N_2 étant des nombres entiers directs,

caractérisé en ce que

$N_1 > 4 N_2$, sur la totalité du champ d'ouverture A de l'antenne $A = L \times H$ avec $L \geq 4 H$ et $L < N_1 \lambda$, λ étant la longueur d'ondes de rayonnement direct minimum de l'onde électromagnétique devant être émise ou reçue, les radiateurs à cornets primaires permettant la réception et l'émission de deux ondes électromagnétiques à polarisations linéaires orthogonales de sorte qu'ils disposent d'un champ d'ouverture rectangulaire $a = 1 \times h$ avec $1 < h$ et $1 < \lambda$, et d'une sortie (3) approximativement carrée, avec $L = N_1 \cdot 1$, $H = N_2 \cdot h$ et $A = N_1 \times N_2 \times 1 \times h = L \times H$, et les radiateurs à cornets primaires (1) étant alimentés directement au niveau de leur sortie par des guides d'ondes rectangulaires (4, 5) de sorte que l'une des polarisations linéaires orthogonales soit introduite et extraite parallèlement au champ d'ouverture tandis que l'autre polarisation linéaire orthogonale est introduite et évacuée dans un plan perpendiculaire au champ d'ouverture par l'intermédiaire d'un septum de guides d'ondes (6), les cornets des radiateurs à cornets étant aplatis et présentant perpendiculairement au champ d'ouverture une longueur $1_H < 1,5 \lambda$, le réseau d'alimentation par guides d'ondes (2) étant constitué d'un réseau d'alimentation pour l'une des deux polarisations linéaires orthogonales et d'un réseau d'alimentation séparé de celui-ci pour l'autre polarisation linéaire orthogonale, chacun des deux réseaux d'alimentation étant réalisé sous la forme d'un arbre binaire avec des diviseurs de puissance E et H binaires (7, 8) de sorte que le dernier diviseur de puissance respectif rassemble en les séparant symétriquement sur le plan le plus bas de l'arbre binaire les puissances de deux semi-ouvertures avec respectivement $N/2$ radiateurs à cornets primaires pour chacune des deux polarisations orthogonales, l'occupation de l'ouverture de l'antenne suivant à chaque fois approximativement la relation

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

k et m représentant des nombres entiers et $2k+m=N_1$ et les puissances $p_{i,j}$, $i=1\dots N_1$, $j=1\dots N_2$ caractérisant la contribution à la puissance des différents radiateurs à cornets primaires, l'occupation de l'ouverture étant réalisée par des diviseurs de puissance E et H binaires symétriques et asymétriques (7, 8) dans chacun des deux réseaux d'alimentation pour chacune des deux polarisations orthogonales et la totalité du champ d'ouverture étant couverte par une grille d'égalisation de phase (9), les mailles (10) de cette grille d'égalisation de phase (9) ayant la forme d'un carré dont les côtés ont une longueur b, et, dans chaque cas, et approximativement, $b=1$, $h=2b$ et $b < \lambda$ de sorte que dans la direction N_1 , les traverses de la grille soient situés sur les bords d'impact de deux radiateurs à cornets (1) voisins, et que dans la direction N_2 les traverses de la grille se trouvent chaque cas approximativement au milieu du champ d'ouverture de chaque radiateur à cornet (1).

2. Dispositif conforme à la revendication 1,

caractérisé en ce que

l'occupation de l'ouverture de l'antenne suit à chaque fois approximativement la relation

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

k et m étant des nombres entiers et $m \geq 2 k$, $2k+m=N_1$ dans chaque cas approximativement $p_{i,j} = p_{2k+m+1-i,j}$ pour $i=1\dots N_1/2$, et les puissances $p_{i,j}$, $i=1\dots N_1$, $j=1\dots N_2$ représentant les contributions à la puissance des différents radiateurs à cornets primaires.

3. Dispositif conforme à l'une des revendications précédentes,

caractérisé en ce que

la sortie du réseau d'alimentation de chacune des deux polarisations orthogonales est respectivement reliée par un guide d'ondes (11) avec un coupleur de fréquence de guides d'ondes (12) qui sépare la bande de fréquence d'émission de la bande de fréquence de réception et la sortie (13) de la bande de fréquence de réception (13) des deux coupleurs de fréquence de guides d'ondes (12) étant respectivement reliée à un amplificateur (14) à faible bruit.

4. Dispositif conforme à l'une des revendications précédentes,

caractérisé en ce que

les deux signaux à polarisation linéaire orthogonaux qui s'appliquent aux deux sorties du réseau d'alimentation et/ou aux sorties du coupleur de fréquence de guides d'ondes (12) et/ou aux sorties de l'amplificateur (14) à faible

bruit sont fournis de manière orthogonale à au moins un module de guide d'ondes (15, 16) constitué de deux éléments de guide d'ondes reliés l'un à l'autre le long de leur axe qui peuvent être déplacés en rotation de façon motorisée l'un par rapport à l'autre autour de l'axe (17) du guide d'onde de sorte que sur la face (21) du module de guide d'onde opposée aux points d'alimentation (20) de ce module, des signaux à polarisation linéaire déplacés par rotation puissent présenter une polarisation décuplée par rapport aux signaux à polarisation linéaire orthogonale fournis de façon à pouvoir ainsi reconstruire la polarisation des ondes incidentes ou commander la polarisation des ondes à émettre.

5
10 5. Dispositif conforme à la revendication 4,

caractérisé en ce que

l'antenne est équipée d'un module de guide d'ondes pour poursuivre la polarisation pour la bande d'émission et d'un module de guide d'ondes séparé de celui-ci pour poursuivre la polarisation de la bande de réception.

15 6. Dispositif conforme à l'une des revendications précédentes,

caractérisé en ce que

les deux signaux à polarisation linéaire orthogonaux appliqués sur les deux sorties du réseau d'alimentation (2) et/ou sur les sorties du coupleur de fréquence de guides d'ondes (12) et/ou sur les sorties de l'amplificateur à faible bruit (14) sont transformés par un ou plusieurs coupleurs hybrides à 90° en des signaux à polarisation circulaire orthogonaux de sorte que l'antenne permette également d'émettre et/ou de recevoir des signaux à polarisation circulaire.

20 7. Dispositif conforme à l'une des revendications précédentes,

caractérisé en ce que

l'antenne est montée sur l'axe de couverture angulaire (23) d'une table de positionnement à deux axes et les modules de guide d'ondes (15, 16) conformes à la revendication 4 et/ou le coupleur hybride à 90° conforme à la revendication 5 sont montés sur la plate-forme azimutale de la table de positionnement, et l'antenne et les modules de guide d'ondes (15, 16) et/ou le coupleur hybride à 90° sont reliés par des câbles haute fréquence flexibles.

25 8. Dispositif conforme à l'une des revendications précédentes,

en particulier pour des utilisations dans le domaine de l'aéronautique

caractérisé en ce que

tous ou une partie des composants de l'antenne sont totalement ou partiellement argentés ou cuivrés, tous ou une partie des composants de l'antenne sont brasés et/ou soudés et/ou collés, l'antenne, à l'exception du champ d'ouverture est équipée par l'extérieur, totalement ou partiellement d'une couche de protection contre la pénétration d'humidité, et, dans le plan situé entre les cornets primaires (1) et la grille d'égalisation de phase (9) ou dans le plan de sortie des cornets (3) est appliqué un film étanche à l'eau qui empêche la pénétration d'humidité dans les cornets primaires et dans le réseau d'alimentation par guides d'ondes.

30 9. Dispositif conforme à l'une des revendications précédentes,

caractérisé en ce que

le dernier diviseur de puissance de guide d'ondes de chacun des deux réseaux d'alimentation (4, 5), qui rassemble les signaux des deux demi ouvertures constituées par l'assemblage respectif de N/2 radiateurs à cornets primaires (1) est réalisé sous la forme d'un diviseur E et H combiné (30), de sorte que s'appliquent sur cette quadruple porte de guides d'ondes le signal de sommation (31) des deux demi ouvertures symétriques ainsi que le signal de différenciation (32) des deux demi ouvertures symétriques, et pour chacune des deux polarisations orthogonales, le signal de sommation ainsi que le signal de différenciation peuvent être dérivés de manière séparés.

35 40 10. Dispositif conforme à la revendication 9,

caractérisé en ce que

la porte de différenciation (32) du diviseur combiné E et H est équipée d'un filtre de blocage de bande d'émission qui empêche la pénétration de signaux de bande d'émission dans la branche de différenciation et la porte de différenciation (32) est reliée par l'intermédiaire du filtre de blocage de bande d'émission à un amplificateur à faible bruit.

45 50 11. Dispositif conforme à la revendication 9,

en particulier pour le domaine des utilisations mobiles

caractérisé en ce que

les signaux de différenciation et/ou une partie des signaux de sommation des deux demi ouvertures symétriques sont transmis à une électronique de traitement qui exploite l'intensité et/ou la position de phase des signaux de

différentiation et/ou des signaux de sommation et les transmet à l'électronique de commande de la table de positionnement de l'antenne de sorte que cette électronique de commande puisse suivre l'antenne de sorte que le signal de différenciation devienne minimum, et qu'ainsi, l'antenne reste dirigée sur les satellites cibles lorsque le support de l'antenne se déplace par rapport à ces satellites.

5

12. Dispositif conforme à la revendication 11,
caractérisé en ce que

l'électronique de traitement des signaux de différenciation et/ou des signaux de sommation comprend au moins un mélangeur de fréquences fixes et/ou un ou plusieurs mélangeurs variables en fréquences pouvant être commandés et un ou plusieurs filtres de fréquence avec lesquels le signal de différenciation ou une partie du signal de différenciation et/ou le signal de sommation ou une partie du signal de sommation peuvent être convertis dans une bande de base définie et y être traités.

10

13. Dispositif conforme à la revendication 12,
caractérisé en ce que

l'intensité du signal de différenciation et/ou du signal de sommation dans la bande de base est mesurée avec un circuit électronique adapté et est délivrée à l'électronique de commande de la table de positionnement de l'antenne.

15

14. Dispositif conforme à la revendication 12,
caractérisé en ce que

le signal de différenciation et/ou le signal de sommation est numérisé dans la bande de base par un convertisseur analogique-numérique et est transmis à un processeur qui dispose d'un processus d'exploitation adapté pour déterminer l'intensité et/ou la position de phase du signal de différenciation et/ou du signal de sommation et transmet ces informations à l'électronique de commande de la table de positionnement de l'antenne.

20

25

15. Dispositif conforme à la revendication 14,
en particulier pour des applications dans le domaine de l'aéronautique
caractérisé en ce que

le processeur dispose d'un processus d'exploitation permettant de compenser les décalages de fréquences de Doppler du signal de différenciation et/ou du signal de sommation se produisant en présence de mouvements rapides du support de l'antenne.

30

16. Dispositif conforme à la revendication 9,
caractérisé en ce qu'

une rotation de la polarisation du signal de différenciation et/ou du signal de sommation des deux demi ouvertures conditionnée par la position spatiale du support de l'antenne peut être compensée par un ou plusieurs modules de guide d'ondes conforme à la revendication 4, ou par le fait que le processeur de l'électronique de traitement dispose d'un processus d'exploitation adapté.

35

17. Dispositif conforme à la revendication 14,
caractérisé en ce que

le processus d'exploitation du processeur consiste à multiplier respectivement deux ou un plus grand nombre de valeurs de l'amplitude du signal de différenciation de la bande de base se succédant dans le temps et à faire la somme de ces produits sur un temps déterminé Δt pour obtenir une somme S_1 , respectivement à multiplier deux ou un plus grand nombre de valeurs de l'amplitude du signal de sommation de la bande de base se succédant dans le temps et à faire la somme de ces produits sur un temps déterminé Δt pour obtenir une somme S_2 , après écoulement de l'intervalle de temps Δt à former les quotients S_1/S_2 et/ou une autre fonction adaptée $f(S_1, S_2)$, à comparer les valeurs ainsi obtenues selon la méthode du plus petit écart ou une autre méthode adaptée avec la courbe standard $f_N(\delta, S_1, S_2)$ connue par mesure de calibration ou par calcul de façon à déterminer la valeur de l'angle d'écart δ et transmettre celui-ci à l'électronique de commande de la table de positionnement de l'antenne.

40

45

50

18. Dispositif conforme à l'une des revendications précédentes,
caractérisé en ce que

jusqu'à globalement $N_1/2$ radiateurs à cornets primaires qui sont situés au bord de l'ouverture ne sont pas réalisés physiquement ou sont modifiés sur leurs bords ou sont diminués, les cellules correspondantes de la grille d'égalisation de phase sont modifiées en conséquence, de sorte que les bords des cellules soient disposés sur les bords des radiateurs à cornets primaires (1), l'occupation de l'ouverture conforme à la revendication 1 ou à la revendication 2 n'est réalisée que pour des cellules complètes du champ des radiateurs à cornets primaires (1) qui renferment

55

EP 2 425 490 B1

N_1 radiateurs à cornets primaires (1) et la structure d'arbre binaire des deux réseaux d'alimentation (4, 5) est coupée en conséquence en cas de défaillance de radiateurs à cornets primaires.

5

10

15

20

25

30

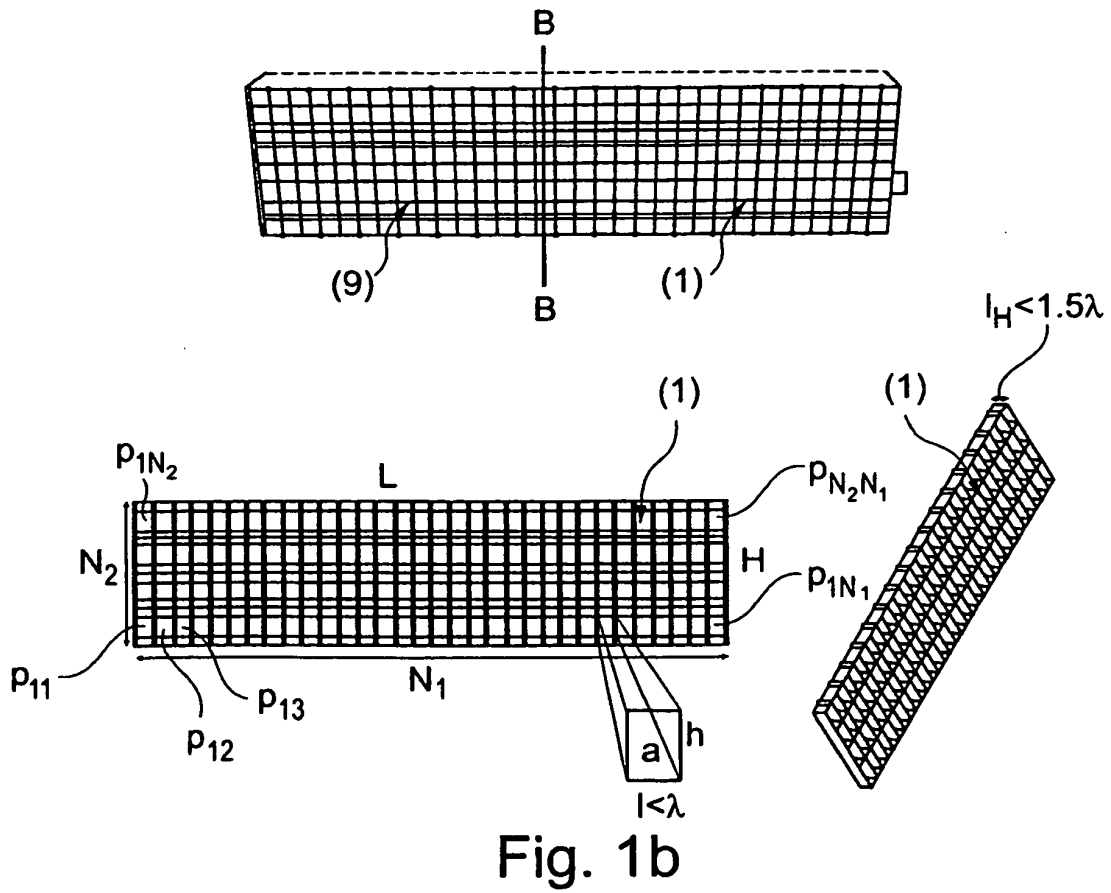
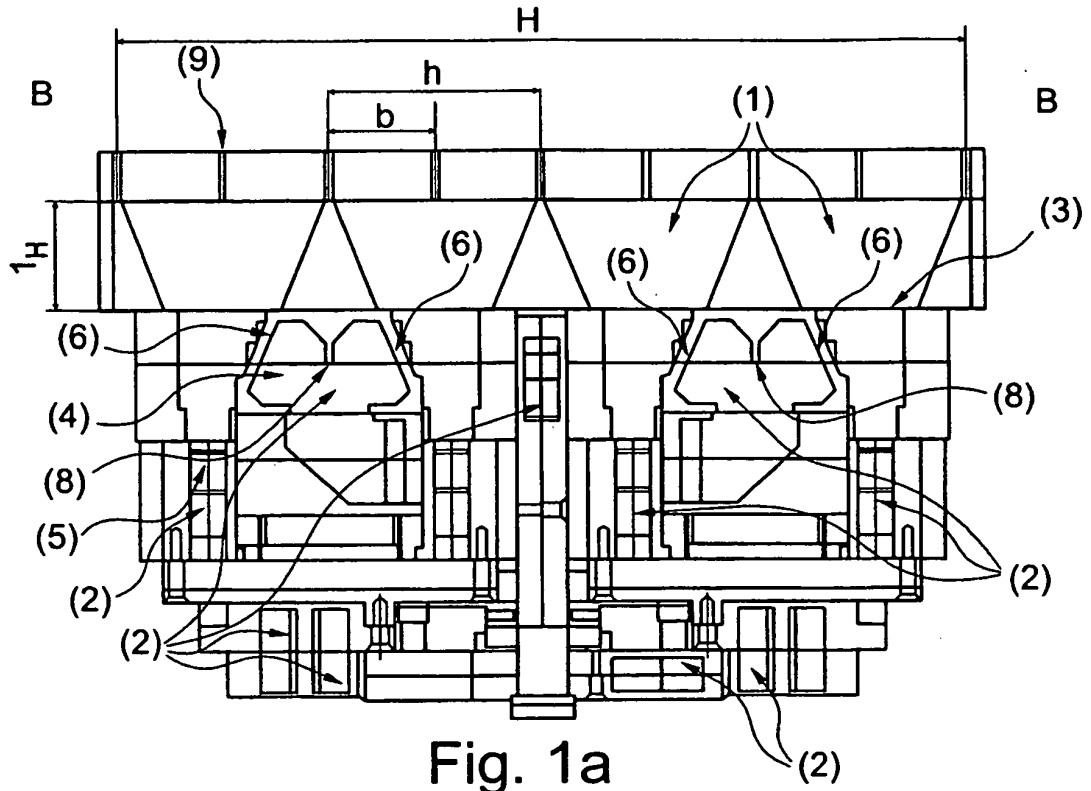
35

40

45

50

55



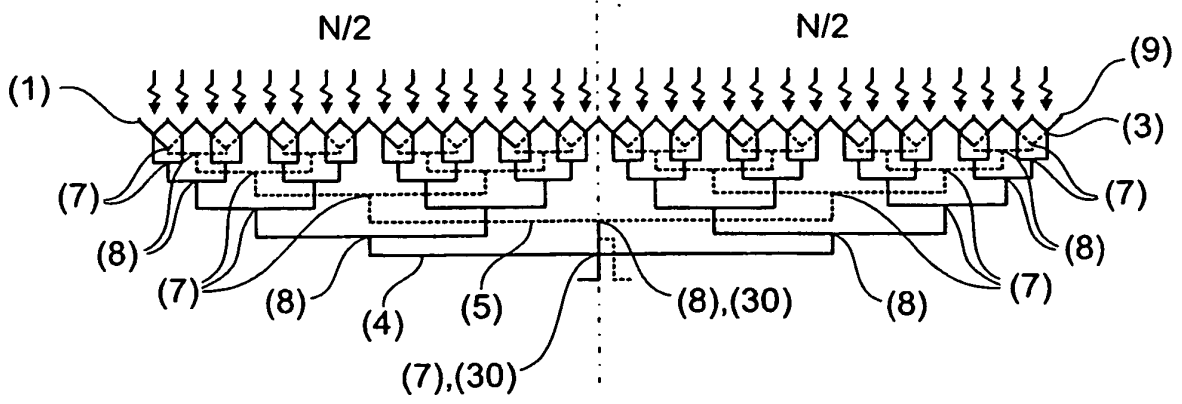


Fig. 1c

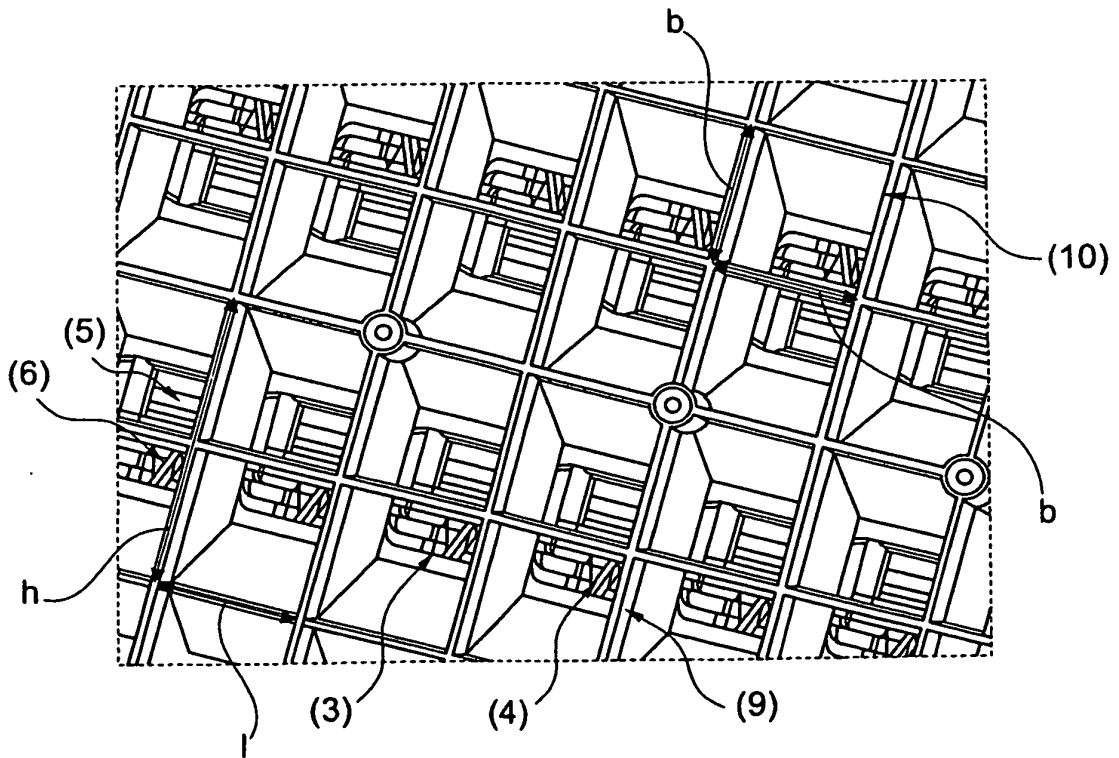


Fig. 2

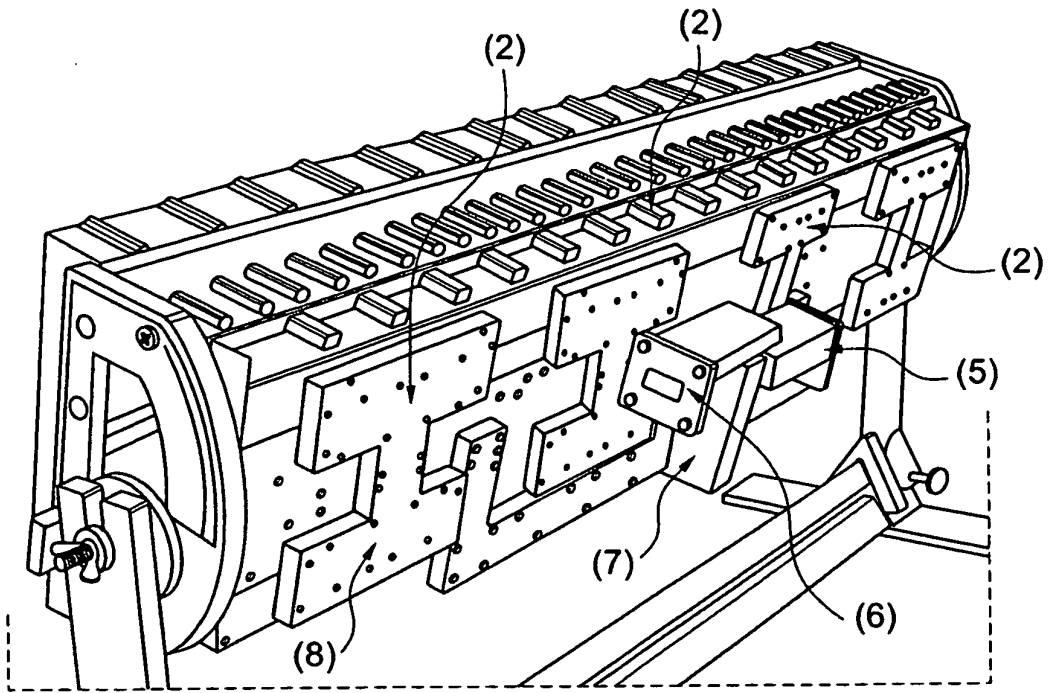


Fig. 3a

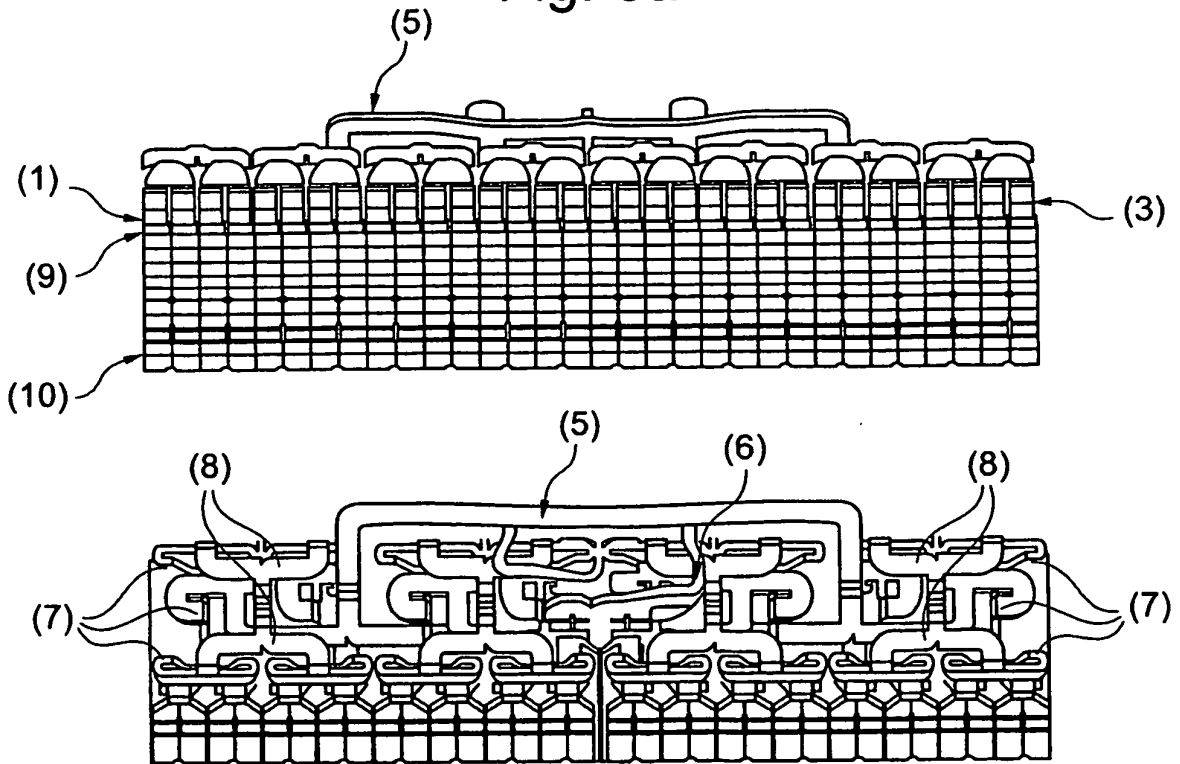


Fig. 3b

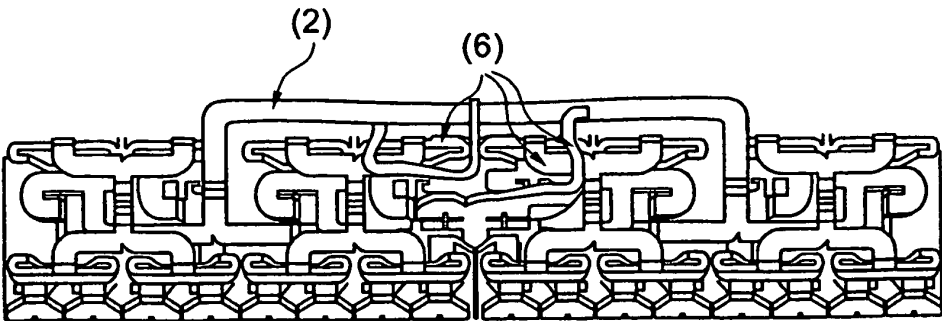
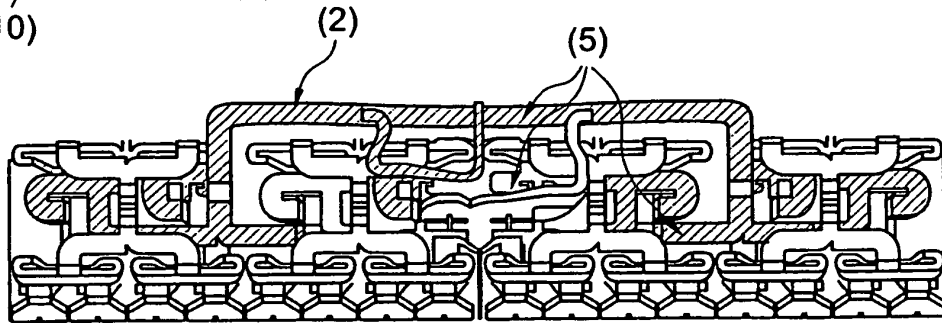
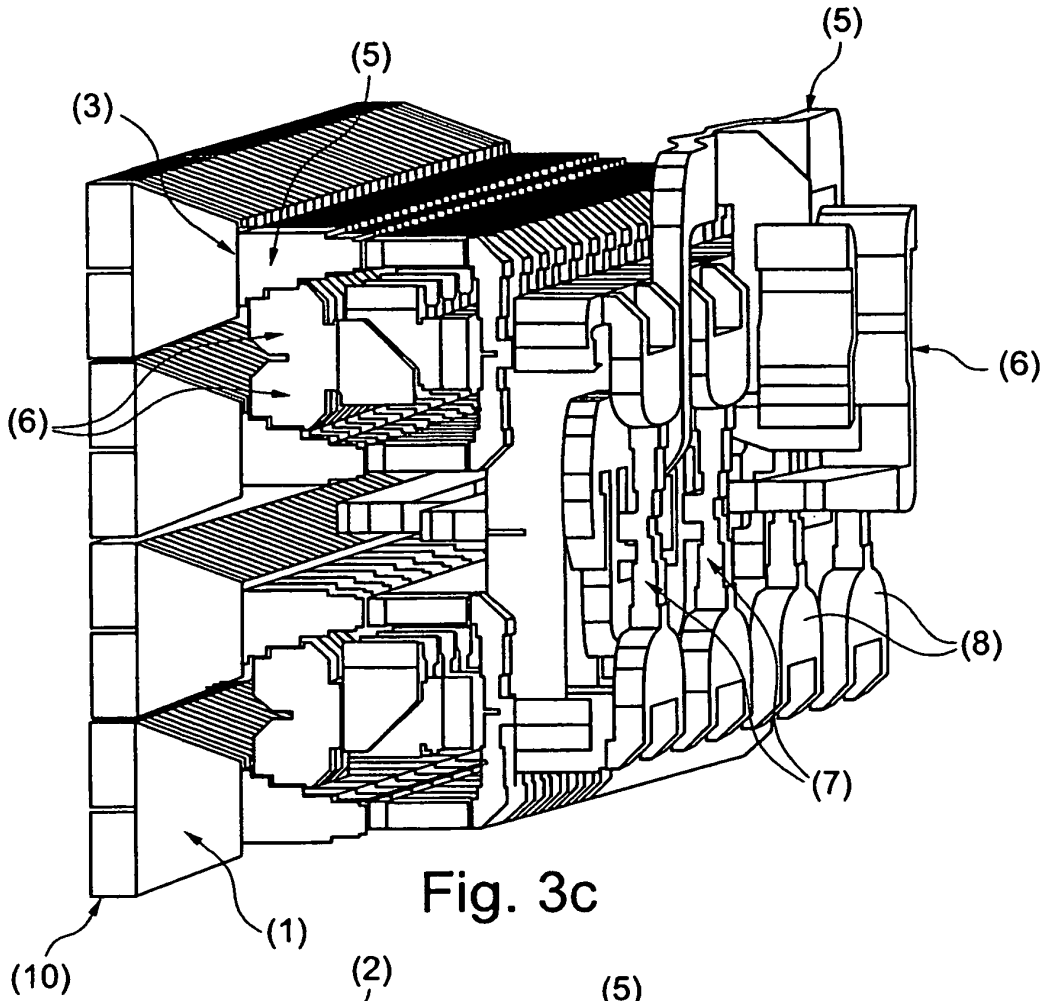


Fig. 3d

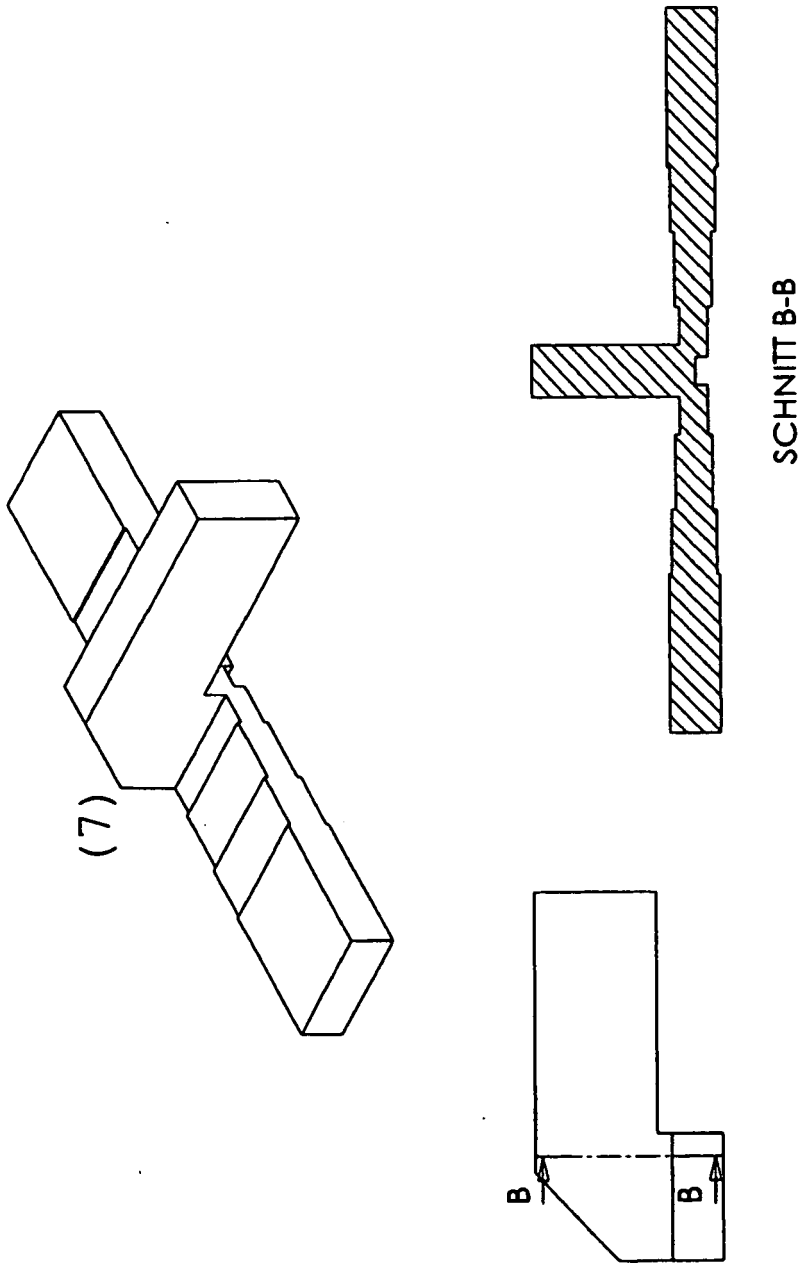


Fig. 4a

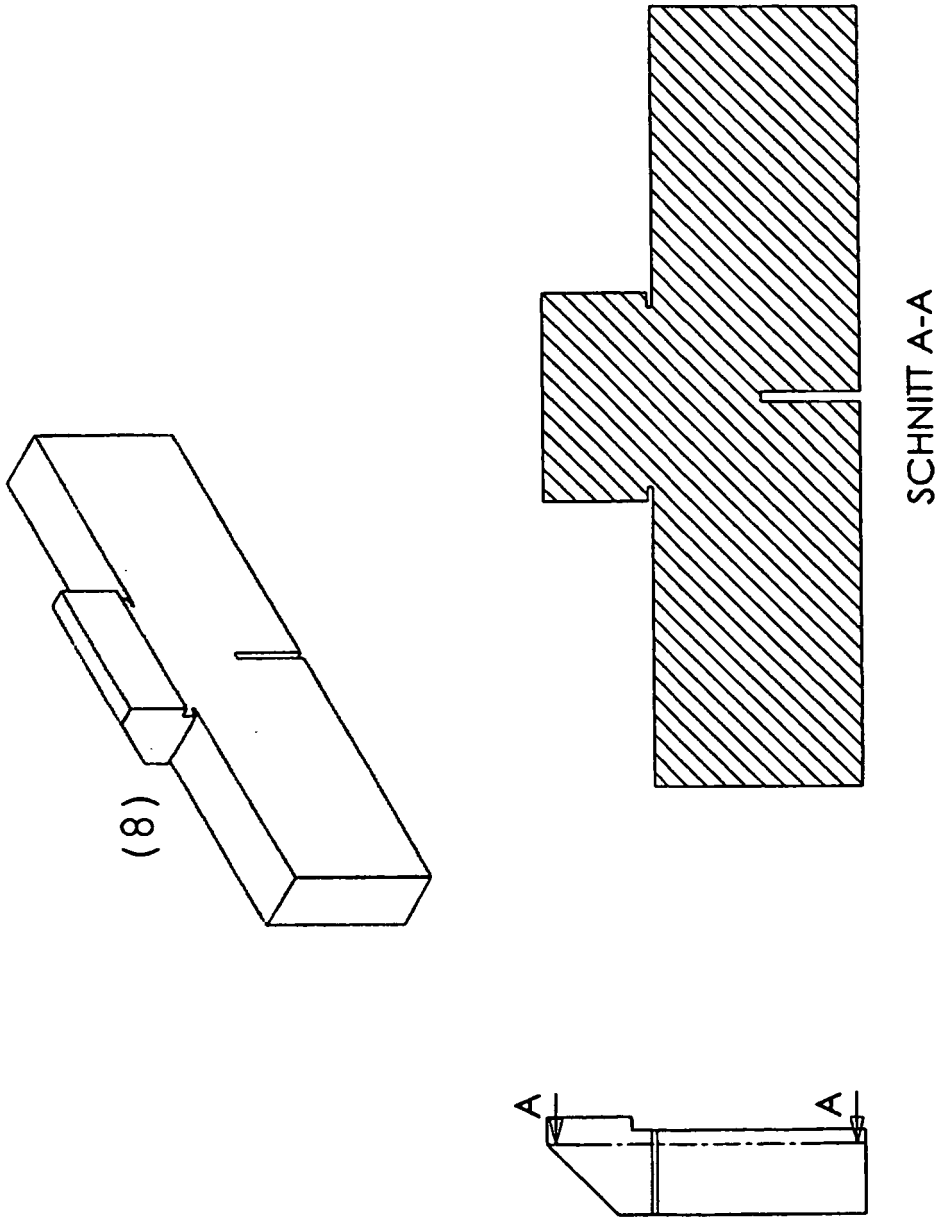


Fig. 4b

Azimet Antennencharakteristik

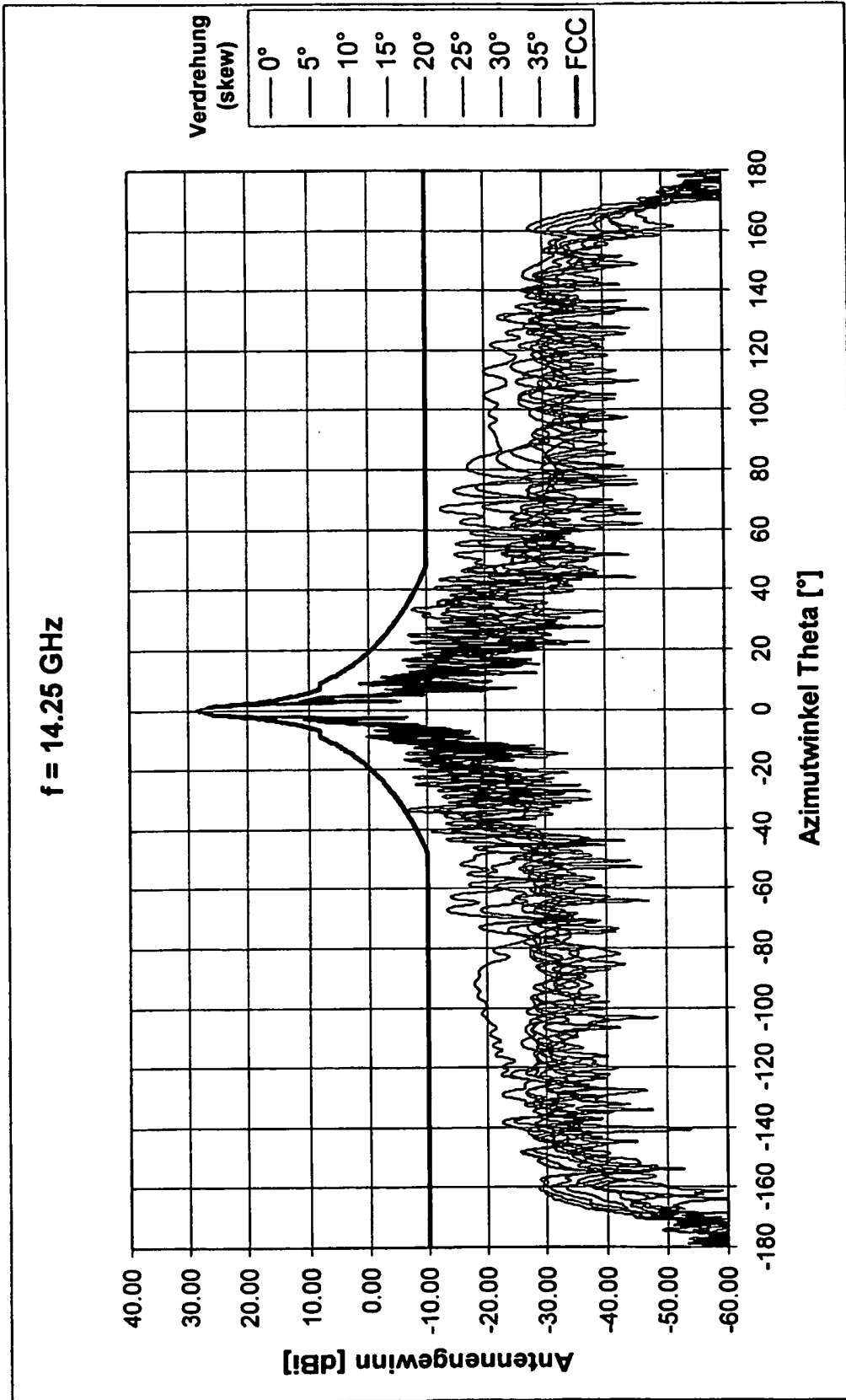


Fig. 5a

Azimet Antennencharakteristik

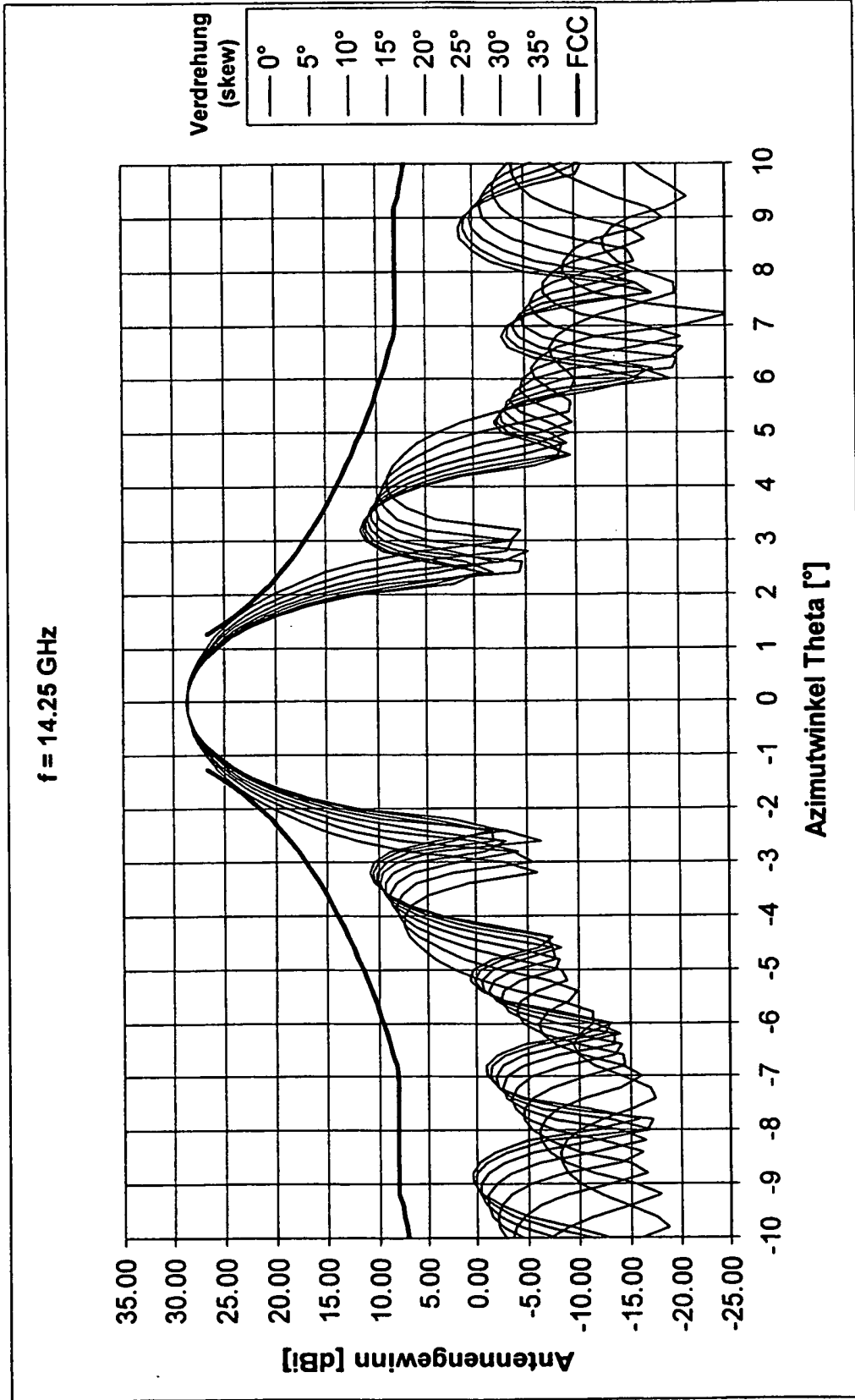


Fig. 5b

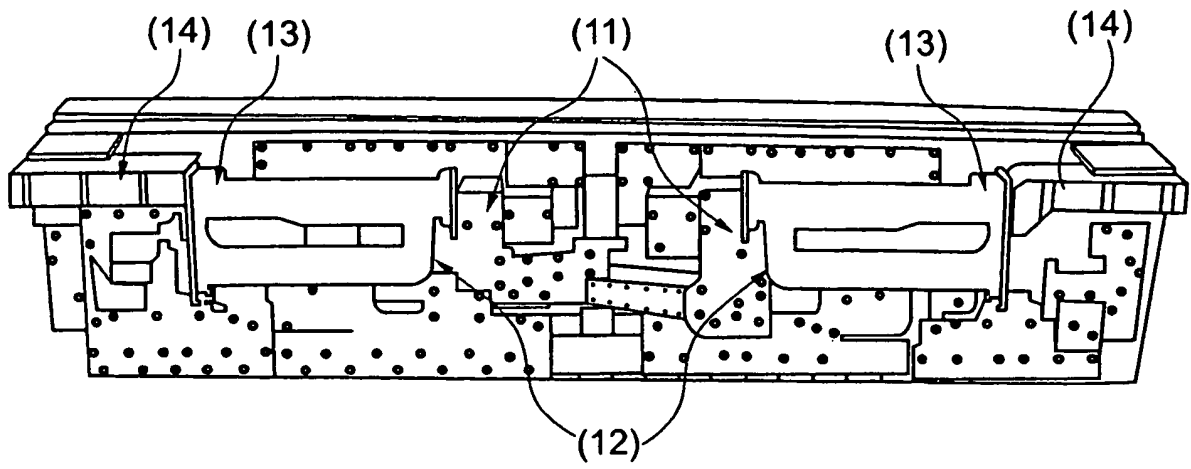


Fig. 6

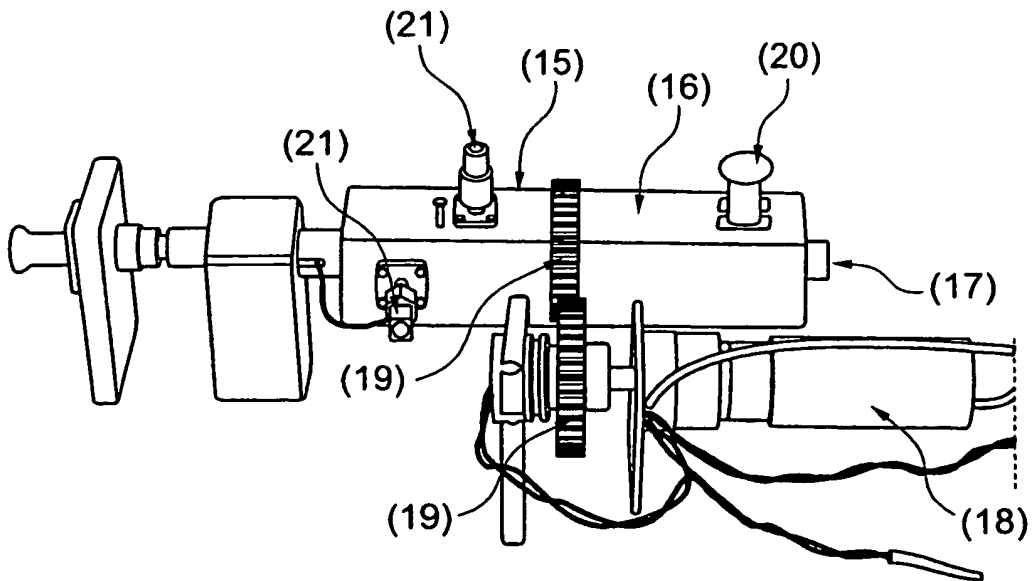


Fig. 7

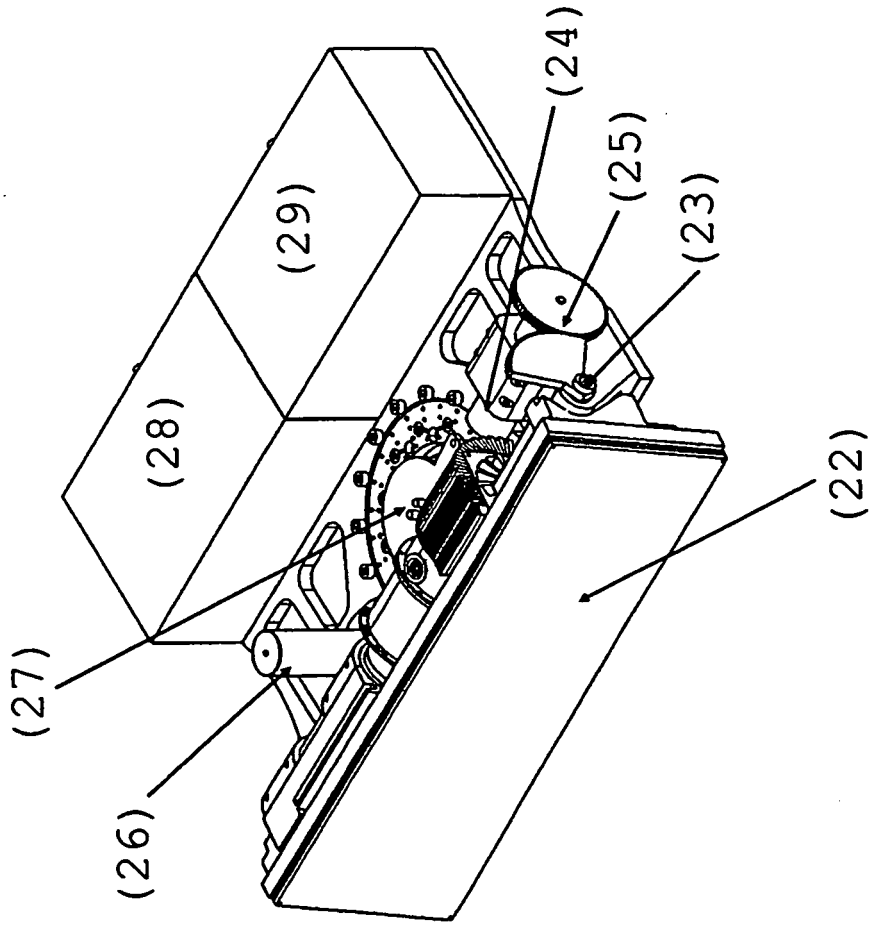


Fig. 8

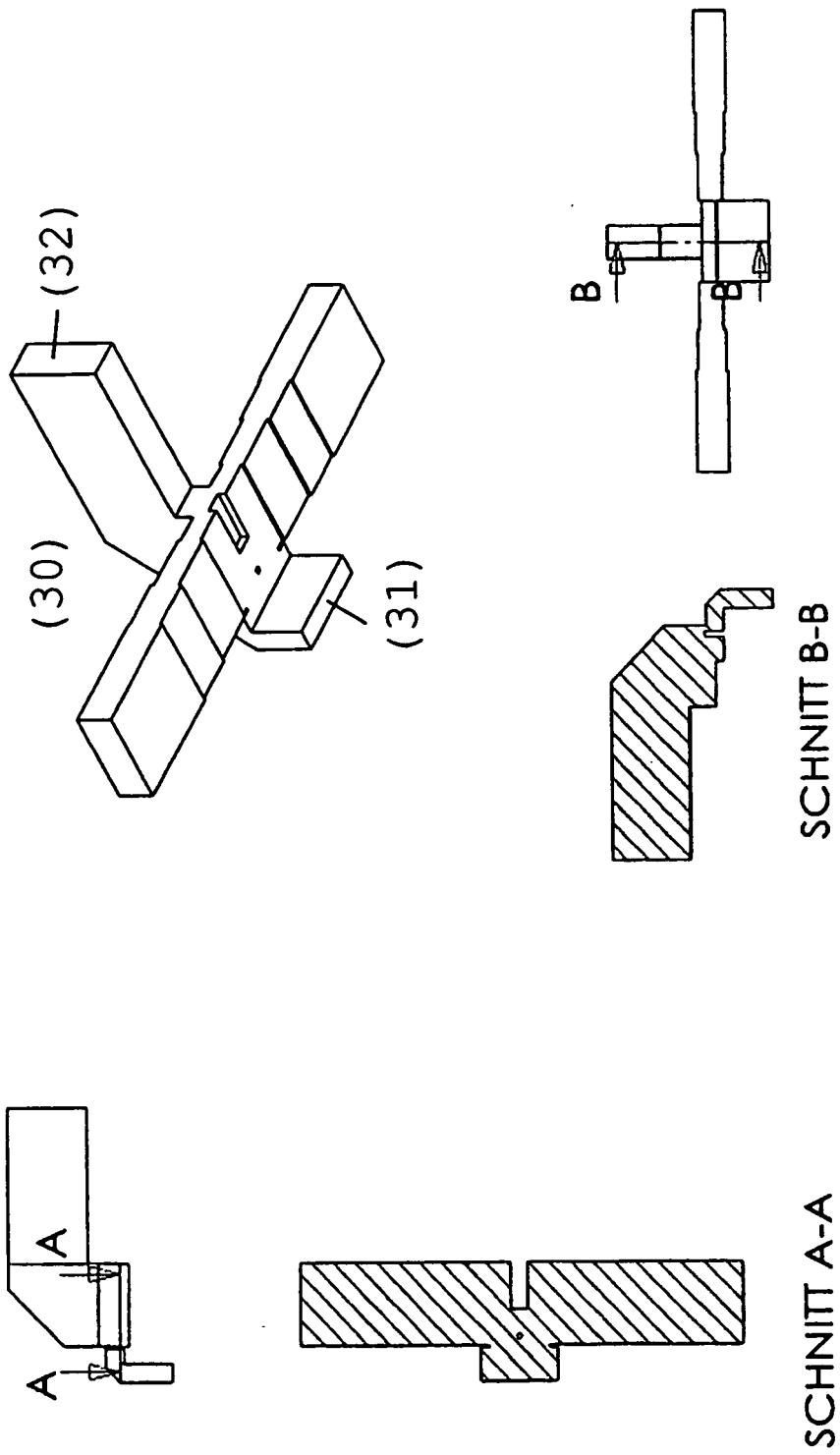


Fig. 9

IN DER BESCHREIBUNG AUFGEFÜHRTE DOKUMENTE

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

In der Beschreibung aufgeführte Patentdokumente

- US 5243357 A [0011]
- US 20050146477 A [0011]
- US 5568160 A [0011]
- US 6225960 B [0011]
- WO 2006061865 A [0011]
- GB 2247990 A [0011]
- US 6201508 B [0011]

In der Beschreibung aufgeführte Nicht-Patentliteratur

- Antennas: for all applications. **J. D. KRAUS ; R. J. MARHEFKA.** electrical engineering. McGraw-Hill, 2002 [0006]
- Antennas: for all applications. **J. D. KRAUS ; R. J. MARHEFKA.** electrical engineering. McGraw-Hill, 2002, 374 [0019]