

(19)



(11)

EP 3 483 983 B1

(12)

EUROPÄISCHE PATENTSCHRIFT

(45) Veröffentlichungstag und Bekanntmachung des Hinweises auf die Patenterteilung:
03.04.2024 Patentblatt 2024/14

(51) Internationale Patentklassifikation (IPC):
H01Q 1/32 ^(2006.01) **H01Q 7/00** ^(2006.01)
H01Q 1/48 ^(2006.01)

(21) Anmeldenummer: **18205650.7**

(52) Gemeinsame Patentklassifikation (CPC):
H01Q 7/005; H01Q 1/3275; H01Q 1/48

(22) Anmeldetag: **12.11.2018**

(54) **EMPFANGSANTENNE FÜR DIE SATELLITENAVIGATION AUF EINEM FAHRZEUG**

RECEIVING ANTENNA FOR SATELLITE NAVIGATION ON A VEHICLE

ANTENNE RÉCEPTRICE POUR LA NAVIGATION PAR SATELLITE SUR UN VÉHICULE

(84) Benannte Vertragsstaaten:

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

(30) Priorität: **10.11.2017 DE 102017010514**

(43) Veröffentlichungstag der Anmeldung:
15.05.2019 Patentblatt 2019/20

(73) Patentinhaber: **Fuba Automotive Electronics
GmbH
31162 Bad Salzdetfurth (DE)**

(72) Erfinder:

- **Lindenmeier, Stefan
82131 Gauting-Buchendorf (DE)**
- **Lindenmeier, Heinz
82152 Planegg (DE)**

(74) Vertreter: **Manitz Finsterwald
Patent- und Rechtsanwaltspartnerschaft mbB
Martin-Greif-Strasse 1
80336 München (DE)**

(56) Entgegenhaltungen:
**EP-A2- 2 296 227 GB-A- 1 105 354
US-A1- 2014 028 512**

EP 3 483 983 B1

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

Beschreibung

[0001] Die Erfindung betrifft eine Antenne für den Empfang zirkular polarisierter Satellitenfunksignale insbesondere für die Satellitenfunk-Navigation nach dem Oberbegriff des Anspruchs 1 (EP 2 296 227 A2).

[0002] Satellitenfunksignale werden aufgrund von Polarisationsdrehungen auf dem Übertragungsweg in der Regel mit zirkular polarisierten elektromagnetischen Wellen übertragen und werden in allen bekannten Satelliten-Navigationssystemen angewandt. Moderne Navigationssysteme sehen insbesondere für die globale Erreichbarkeit in Verbindung mit einer hohen Navigationsgenauigkeit bei der mobilen Navigation vor, die gleichzeitig empfangenen Funksignale mehrerer Satelliten-Navigationssysteme auszuwerten. Solche im Verbund empfangenden Systeme sind unter dem Begriff GNSS (Global Navigation Satellite System) zusammengefasst und beinhalten bekannte Systeme, wie zum Beispiel GPS (Global Positioning System), GLONASS, Galileo und Beidou etc. Satellitenantennen für die Navigation auf Fahrzeugen werden in der Regel auf der elektrisch leitenden Außenhaut der Fahrzeugkarosserie aufgebaut. Es kommen zirkular polarisierte SatellitenEmpfangsantennen zur Anwendung, wie sie zum Beispiel aus der EP 2 296 227 A2 oder der DE 40 08 505 A bekannt sind. Für den Aufbau auf Fahrzeugen eignen sich besonders solche Antennen, welche sich durch eine niedrige Bauhöhe in Verbindung mit kostengünstiger Herstellbarkeit auszeichnen. Hierzu zählt zum Beispiel besonders der aus der EP 2 296 227 A2 bekannte, als Resonanzstruktur gestaltete Ringleitungsstrahler mit kleinem Bauvolumen, welches insbesondere für mobile Anwendungen zwingend gefordert ist. Die Antenne weist eine geringe Grundfläche auf und ist mit einer Höhe von weniger als einem Zehntel der Freiraumwellenlänge sehr niedrig.

[0003] Als weitere Empfangsantennen für die Satelliten-Navigation auf Fahrzeugen sind nach dem Stand der Technik Patch-Antennen bekannt, welche jedoch gegenüber aus Blech gestanzten Antennen im Aufbau aufwändiger sind. Eine Herausforderung an die Satellitenantennen für GNSS besteht in der Forderung einer großen Frequenzbandbreite, welche zum Beispiel bei GPS durch das Frequenzband L1 mit der Mittenfrequenz 1575 MHz (geforderte Bandbreite ca. 80 MHz) und dem Frequenzband L2 mit der Mittenfrequenz 1227 MHz (geforderte Bandbreite ca. 53 MHz) vorgegeben ist. Dieser Bedarf wird zum Beispiel durch gesonderte, jeweils einer der Frequenzbänder L1 bzw. L2 zugeordneten Antenne, oder einer beide Frequenzbänder umfassenden Breitbandantenne gedeckt. Systeme zur gleichzeitigen Auswertung von Signalinhalten in den Frequenzbändern L1 und L2 stellen besonders hohe Anforderungen an die Antennen. Und dies bei geringem verfügbarem Bauraum, wie er vor allem im Fahrzeugbau immer gegeben ist. Die Anwendung getrennter, in enger Nachbarschaft zueinander befindlicher Antennen für die beiden Frequenzbänder beinhaltet die Problematik der gegenseitigen

elektromagnetischen Verkopplung mit dem Effekt der Beeinflussung der Richtdiagramme sowie der Polarisationsreinheit und insbesondere der Kreuzpolarisation. Aufgrund der unter niedrigen Elevationswinkeln einfallenden Signale der Ortungssatelliten kommt selbst bei ausreichendem Gewinn in der gewünschten, zumeist rechtshändig zirkularen Polarisationsrichtung (RHCP) der Unterdrückung der entgegengesetzten Polarisationsrichtung - der Kreuzpolarisation (LHCP) - im Hinblick auf richtige Ortungsergebnisse eine ausschlaggebende Bedeutung zu. Die Genauigkeit des Ortungsergebnisses ist somit besonders vom Verhältnis der gewünschten Polarisationsrichtung zur Kreuzpolarisation der Satellitenempfangsantenne, also dem Kreuzpolarisationsabstand beeinflusst. Andererseits ist die Realisierung einer Satelliten-Navigationsantenne technisch schwierig, welche bei einer Mittenfrequenz von etwa 1385 MHz beide Frequenzbänder mit einer Bandbreite von ca. 360 MHz überdeckt und dabei noch die zum Teil strengen Anforderungen an den Kreuzpolarisationsabstand und an den Antennengewinn erfüllt. Satellitenempfangsantennen für die Satelliten-Navigation sind insbesondere für den Einbau auf horizontalen Flächen der elektrisch leitenden Fahrzeugkarosserie vorgesehen. Bezüglich der Antenneneigenschaften wirkt das im Wesentlichen horizontale Fahrzeugdach als leitende Grundfläche.

[0004] Für die Anwendung auf Fahrzeugen eignen sich insbesondere Satellitenempfangsantennen mit kleinem Bauvolumen. Antennen dieser Art nach dem Stand der Technik sind als Patch-Antennen bekannt. Diese sind jedoch bezüglich des Empfangs unter niedrigem Elevationswinkel weniger leistungsfähig und im Aufbau aufwändiger. Dieser Nachteil wird zum Teil behoben durch Ringleitungsantennen, wie sie zum Beispiel in der EP 2 296 227 A2 beschrieben sind. Jedoch auch für solche Antennen ist es wünschenswert den Kreuzpolarisationsabstand über die volle Bandbreite der oben beschriebenen Frequenzbänder L1, L2 oder L5 zu verbessern.

[0005] Aus der US 2014/0028512 A1 ist eine Ringleitungsantenne für vertikal polarisierte Signale bekannt, bei der Blindwiderstandsschaltungen mittels Serien- oder Parallelkapazitäten und -induktivitäten ausgestattet sind. In der GB 1 105 354 A ist eine Antennenanordnung für mehrere Frequenzbänder mit zwei konzentrischen Ringleitungsstrahlern offenbart.

[0006] Mit der vorliegenden Erfindung ist deshalb die Aufgabe verbunden, eine Antenne für den Empfang zirkular polarisierter Satelliten-Funksignale für die Satelliten-Navigation anzugeben, welche bei geringem Bauvolumen einen ausreichendem Gewinn und über einen großen Frequenzbereich einen hohen Kreuzpolarisationsabstand aufweist und somit für die Gewinnung besonders genauer Ortungsergebnisse in einem Fahrzeug geeignet ist.

[0007] Diese Aufgabe wird durch die Merkmale des Anspruchs 1 gelöst.

[0008] Der besondere Vorteil der Erfindung ist dadurch gegeben, dass die strenge Forderung der Frequenz-

bandbreite des Kreuzpolarisationsabstands in Verbindung mit einem geringem Bauvolumen der Antenne, wie sie für derzeitige und insbesondere für künftige Automobile besteht, eingehalten werden kann.

[0009] Mit einer Antenne nach der Erfindung ist weiterhin der Vorteil verbunden, dass sie besonders kostengünstig herstellbar ist und somit für die Serienfertigung und den Einsatz bei der serienmäßigen Herstellung von Fahrzeugen besonders geeignet ist.

[0010] Der erfinderische Gedanke besteht hierfür unter anderem darin, die Antenne mit einer verkürzten Ringleitung zu realisieren und trotzdem die strengen Anforderungen bezüglich des Kreuzpolarisationsabstands in einem großen Frequenzbereich einzuhalten. Dieses wird u.a. dadurch erreicht, dass die Resonanz der Ringleitung bei der Frequenz f_0 durch die vertikalen Resonanzstrahler über deren Blindwiderstandsschaltungen mit kapazitiver Reaktanz X ohne Einbeziehung der Anordnung zur Erregung der Antenne hergestellt ist.

[0011] Der Ringleitungsstrahler befindet sich dann bei der Resonanzfrequenz f_0 in Eigenresonanz, wenn die Erregung dabei nicht in die Resonanzbildung einbezogen ist. Die bei dieser Frequenz vorliegende Antennenimpedanz Z_7 ist ein hochohmiger reeller Resonanz-Widerstand und beträgt häufig zwischen 300 Ohm bis zu 500 Ohm. Damit ist - aufgrund der erfindungsgemäßen Forderung eines reellen Eingangswiderstands Z_3 des Verteil- und Phasenschiebernetzwerks 8 an den Toren T2 und T3 - die Eigenresonanz des Ringleitungsstrahlers 2 durch die Erregung 3 nicht beeinflusst. Damit ist sichergestellt dass keine die Resonanz bildenden Ströme des Ringleitungsstrahlers 2 über die Tore T2 und T3 des Verteil- und Phasenschiebernetzwerks 8 fließen. Der gesonderte Abgleich der Resonanz des Ringleitungsstrahlers 2 und des Verteil- und Phasenschiebernetzwerks 8 bezüglich des reellen Eingangswiderstands Z_3 der Tore T2 und T3 auf die Resonanzfrequenz f_0 führt zu der erfindungsgemäß großen Frequenzbandbreite der Unterdrückung der Kreuzpolarisation der Antenne 1.

[0012] Die erfindungsgemäße Forderung eines reellen Eingangswiderstands des Verteil- und Phasenschiebernetzwerks 8 an den Toren T2 und T3 - durch welche die Eigenresonanz des Ringleitungsstrahlers 2 durch die Erregung 3 nicht beeinflusst ist - kann naturgemäß nur bei einer Frequenz, d.h. für die Resonanzfrequenz f_0 exakt und in der Frequenzumgebung der Resonanzfrequenz f_0 nur näherungsweise erfüllt werden. Die Einhaltung dieser Forderung bei oder nahe der Resonanzfrequenz f_0 ermöglicht die Erzielung einer möglichst großen Bandbreite in der Frequenzumgebung der Resonanzfrequenz f_0 .

[0013] Erfindungsgemäß kann die große Frequenzbandbreite des Kreuzpolarisationsabstands in der Umgebung der Resonanzfrequenz des Ringleitungsstrahlers erreicht werden, wenn die kapazitive und die induktive Blindleistung des Ringleitungsstrahlers ohne einen Beitrag der Einrichtung zur Erregung des Ringleitungsstrahlers ausgewogen sind. Die besondere Frequenz-

bandbreite des Kreuzpolarisationsabstands um die Resonanzfrequenz f_0 wird erfindungsgemäß dadurch erreicht, dass die beiden Tore T2, T3 des Verteil- und Phasenschiebernetzwerks mit entsprechendem Phasenunterschied $\Delta\Phi$ die beiden - diesen Phasenunterschied einer Stromwelle auf der Ringleitung des Ringleitungsstrahlers repräsentierenden - vertikalen Resonanz-Erregungsstrahler in der Weise erregen, dass über diese Tore bei Resonanz kein Blindleistungsaustausch erfolgt. Dies ist durch die Forderung nach dem reellen Eingangswiderstand der Tore T2, T3 des Verteil- und Phasenschiebernetzwerks erreicht. Hierbei zeigt sich, dass die erreichbare Frequenzbandbreite des Kreuzpolarisationsabstands besonders groß ist, wenn dieser reelle Eingangswiderstand der Tore etwa dem großen Resonanzwiderstand des Ringleitungsstrahlers bei der Frequenz f_0 von bis zu 500 Ohm entspricht.

[0014] Vorteilhafte Ausführungsformen der Erfindung werden nachfolgend beschrieben.

[0015] Dem Verteil- und Phasenschiebernetzwerk (8) können zwei der vertikalen Resonanzstrahler (4a, 4b) als vertikale Resonanz-Erregungsstrahler (10a, 10b) in der Weise zugeordnet sein, dass jedes der Tore T2, T3 des Verteil- und Phasenschiebernetzwerks (8) jeweils über einen der beiden vertikalen Resonanz-Erregungsstrahler (10a, 10b) mit dessen Ringleitungskoppelpunkt (7a, 7b) verkoppelt ist und die anderen vertikalen Resonanzstrahler (4c, 4d,...) als passive vertikale Resonanzstrahler (9a, 9b, etc) wirksam sind.

[0016] Jedes der Tore T2, T3 kann jeweils direkt über einen der Resonanz-Erregungsstrahler 10a, 10b mit dessen Ringleitungskoppelpunkt 7 verbunden sein und der Eingangswiderstand der Tore T2, T3 in der Weise hochohmig reell sein, dass zwischen diesem und dem hochohmigen Resonanzwiderstand des Ringleitungsstrahlers 2 Widerstandsanpassung besteht.

[0017] Durch die Wirkung der mit der Blindwiderstandsschaltung 13 mit kapazitiver Reaktanz X belasteten vertikalen Resonanzstrahler 4a, 4b, 4c kann die gestreckte Länge L der Ringleitung 14 des in Resonanz befindlichen Ringleitungsstrahlers 2 ausgehend von etwa der Freiraumwellenlänge λ bis auf etwa ein Drittel der Freiraumwellenlänge λ verkürzt sein.

[0018] Die Blindwiderstandsschaltung 13 mit welcher jeder der passiven vertikalen Resonanzstrahler 9, 9a, 9b, und auch der Resonanz-Erregungsstrahler 10a, 10b mit der Grundfläche 6 verkoppelt ist, kann jeweils durch eine Kapazität gebildet sein.

[0019] Die Blindwiderstandsschaltung 13, mit welcher die vertikalen Resonanz-Erregungsstrahler 10a, 10b mit der Grundfläche 6 verkoppelt sind, können jeweils als eine Serienschaltung aus einer ersten Blindwiderstandsschaltung 20a, 20b und einer zweiten Blindwiderstandsschaltung 21a, 21b mit einem diese verbindenden Verknüpfungspunkt 19 gebildet sein, mit welchem jeweils eines der Tore T2, T3 verbunden ist.

[0020] Die Blindwiderstandsschaltung 13 mit welcher die vertikalen Resonanz-Erregungsstrahler 10a, 10b mit

der Grundfläche 6 verkoppelt sind und die erste Blindwiderstandsschaltung 20a, 20b jedes vertikalen Resonanz-Erregungsstrahlers 10a, 10b können durch eine erste Kapazität 22a, 22b und die zweite Blindwiderstandsschaltung 21a, 21b durch eine zweite Kapazität 23a, 23b gebildet sein und die Größe und das Verhältnis der ersten und der zweiten Kapazität können jeweils in der Weise gewählt sein, dass zwischen dem hochohmigen Resonanzwiderstand des Ringleitungsstrahlers 2 und einem reellen Eingangswiderstand der Tore T2, T3 auf niedrigerem Impedanzniveau jeweils Widerstandsanpassung gegeben ist.

[0021] Die Blindwiderstandsschaltungen 13c, etc., mit der die passiven vertikalen Resonanzstrahler 9c, etc. mit der elektrisch leitenden Grundfläche 6 verkoppelt sind, können jeweils aus der Serienschaltung einer Kapazität 28 und einem Parallelschwingungskreis - bestehend aus einer Parallelkapazität 45 und einer Parallelinduktivität 46 - gebildet sein und die erste Blindwiderstandsschaltung 20a, 20b der vertikalen Resonanz-Erregungsstrahler 10a, 10b kann jeweils als eine erste Kapazität 22a, 22b gebildet sein und deren zweite Blindwiderstandsschaltung 21a, 21b kann jeweils als Parallelschwingungskreis - bestehend aus einer zweiten Kapazität 23a, 23b und einer Parallelinduktivität 46a, 46b gestaltet sein und die Resonanzfrequenz aller Parallelschwingungskreise kann jeweils im Frequenzbereich zwischen dem oberen Frequenzband L1 und dem unteren Frequenzband L2 in der Weise gewählt sein, dass der Blindwiderstand dieser Resonanzkreise im Frequenzband L1 kapazitiv und im Frequenzband L2 induktiv ist.

[0022] Es kann sein, dass jedoch zwischen der Kapazität 28 und dem Parallelschwingungskreis aus der Parallelkapazität 45 und der Parallelinduktivität 46 der Blindwiderstandsschaltungen 13c, etc. der passiven vertikalen Resonanzstrahler 9c, etc. jeweils ein weiterer Parallelresonanzkreis 44, etc. in Serie geschaltet ist und der ersten Kapazität 22a, 22b in der ersten Blindwiderstandsschaltung 20a, 20b der die vertikalen Resonanz-Erregungsstrahler 10a, 10b hin zum Verknüpfungspunkt 19a, 19b ebenfalls jeweils ein weiterer Parallelresonanzkreis 44a, 44b nachgeschaltet ist und die Parallelschwingungskreise in der ersten Blindwiderstandsschaltung 20a, 20b und der zweiten Blindwiderstandsschaltung 21a, 21b der vertikalen Resonanz-Erregungsstrahler 10a, 10b in der Weise abgestimmt sind, dass ihr Blindwiderstand X_a , X_b in beiden Frequenzbändern L1, L2 jeweils kapazitiv ist und ihr Verhältnis zueinander gemäß dem optimalen Maß topt für Anpassung besteht und die Blindwiderstandsschaltungen 13c, etc. der passiven vertikalen Resonanzstrahler 9c, etc. und der vertikalen Resonanz-Erregungsstrahler 10a, 10b bezüglich ihres Frequenzverhaltens einander angeglichen sind.

[0023] Die erste Kapazität 22a, 22b der ersten Blindwiderstandsschaltung 20a, 20b der vertikalen Resonanz-Erregungsstrahler 10a, 10b sowie die Kapazitäten 28 in den Blindwiderstandsschaltungen 13c, etc. der passiven vertikalen Resonanzstrahler 9c, etc. können in der

Weise gebildet sein, dass alle vertikalen Resonanzstrahler 4a, 4b, etc. an ihrem unteren Ende zu individuell gestalteten flächigen Kapazitätselektroden 32a, 32b, 32c, 32d ausgeformt sind, dass die Kapazitäten 22a, 22b, 28 durch Zwischenlage einer dielektrischen Platte 33 zwischen den flächigen Kapazitätselektroden 32a, 32b, 32c, 32d und der als elektrisch leitend beschichtete Leiterplatte 35 ausgeführten elektrisch leitenden Grundfläche 6 zur Ankopplung der passiven vertikalen Resonanzstrahler 9c, 9d, etc. an die elektrisch leitende Grundfläche 6 gestaltet sein, und zur kapazitiven Ankopplung der vertikalen Resonanz-Erregungsstrahler 10a, 10b auf der elektrisch leitenden Grundfläche 6 kann jeweils eine von der leitenden Schicht der beschichteten Leiterplatte 35 isolierte, flächige Gegenelektrode 34 zum Anschluss der zweiten Blindwiderstandsschaltung 21b gestaltet sein.

[0024] Die vertikalen Strahler können zur kapazitiven Ankopplung an ihrem unteren Ende zu individuell gestalteten flächigen Kapazitätselektroden 32a, 32b, 32c, 32d ausgeformt sein, es kann jedoch zur Ankopplung der passiven vertikalen Resonanzstrahler 9, 9a, 9b jeweils eine von der leitenden Schicht der beschichteten Leiterplatte 35 isolierte, flächige Gegenelektrode 34 zum Anschluss der aus konzentrierten Blindelementen gebildeten Blindwiderstandsschaltung 13c, 13d gebildet sein.

[0025] Es kann die leitende Struktur, bestehend aus der Ringleitung 14 und den damit verbundenen vertikalen Resonanzstrahlern 4, 4a-d durch eine dielektrische Stützstruktur 36 so fixiert sein, dass die dielektrische Platte 33 in Form eines Luftspaltes realisiert ist.

[0026] Es können insgesamt drei vertikale Resonanzstrahler 4a, 4b, etc. mit azimuthal gleich verteilten Ringleitungs-Koppelpunkten 7 vorhanden sein, von denen zwei als vertikale Resonanz-Erregungsstrahler 10a, 10b über die Tore T2, T3 eines Verteil- und Phasenschiebernetzwerks 8 erregt sind, dessen Phasenwinkel $\Delta\Phi = 120$ Grad beträgt.

[0027] Es kann eine Vielzahl von $N > 4$ vertikalen Resonanzstrahlern 4, 4a, 4b, 4c, ... mit über die gestreckte Länge L der Ringleitung 14 gleich verteilten Koppelpunkten 7 vorhanden sein, sodass N Ringleitungs-Abschnitte 30a, 30b, 30c, 30d gebildet sind und zwischen den Koppelpunkten 7 der beiden vertikalen Resonanz-Erregungsstrahler 10a, 10b, ... n Ringleitungs-Koppelpunkte gewählt sind und der Phasenwinkel $\Delta\Phi = (n+1) \cdot 2\pi/N < 180^\circ$ gewählt ist.

[0028] Die Ringleitung kann quadratisch gestaltet sein. Es können vier vertikale Resonanzstrahler 4a, 4b, 4c, 4d mit azimuthal gleich langen Ringleitungs-Abschnitten 30a, 30b vorhanden sein, von denen insbesondere zwei azimuthal aufeinanderfolgende als vertikale Resonanz-Erregungsstrahler 10a, 10b, ... über die Tore T2, T3 eines Verteil- und Phasenschiebernetzwerks 8 erregt sind, dessen Phasenwinkel $\Delta\Phi = 90$ Grad beträgt.

[0029] Es kann die Ringleitung jedoch rechteckförmig mit vier Ringleitungs-Koppelpunkten 7, 7a, ... 7d an den Ecken und mit unterschiedlichen Längen der Ringleitungs-Abschnitte 30a, 30b und mit unterschiedlichen

Ringleiterbreiten 15a,15b gestaltet sein, wobei durch entsprechend Wahl der Ringleiterbreiten 15a,15b für die Ringleitungs-Abschnitte 30a, 30b jeweils der gleiche Wellenwiderstand ZL und die gleiche wirksame elektrische Länge eingestellt sind.

[0030] Es kann ein Verteil- und Phasenschiebernetzwerk 8 für eine Phasenverschiebung um den Phasenwinkel $\Delta\Phi = 90^\circ$ einen Hybridring 38 enthalten, welcher neben den beiden Toren T2 und T3 ein viertes, mit einem ohmschen Abschlusswiderstand 40 abgeschlossenes Tor T4 besitzt und welches bei wellenwiderstandsrichtigem Abschluss der Tore T2 und T3 vom Tor T1 entkoppelt ist.

[0031] Es kann das Verteil- und Phasenschiebernetzwerk 8 für eine Phasenverschiebung um den Phasenwinkel $\Delta\Phi = 90^\circ$ einen Wilkinson-Teiler 39 mit einem ohmschen Symmetrierungswiderstand 41 enthalten, wobei der Eingang am Tor 1 und einem der beiden Ausgangszweige ein Phasendrehglied 17 mit dem Phasenwinkel $\Delta\Phi = 90^\circ$ hin zum Tor T3 nachgeschaltet ist und am anderen der beiden Ausgangszweige das Tor T2 gebildet ist.

[0032] Es können ein erstes und ein zweites Verteil- und Phasenschiebernetzwerk 8 mit Phasenwinkel $\Delta\Phi = 90^\circ$ und vier als Erregerstrahler ausgeführte vertikale Strahler azimuthal gleich verteilt am Umfang des Ringleiters vorhanden sind, wobei das erste Verteil- und Phasenschiebernetzwerk 8 mit seinen Toren T2, T3 mit einem ersten Paar der vertikalen Resonanz-Erregungsstrahler 10a, 10b, verkoppelt ist und das zweite Verteil- und Phasenschiebernetzwerk 8 mit seinen Toren T2a, T3a mit einem dem ersten Paar gegenüberliegenden zweiten Paar der vertikalen Resonanz-Erregungsstrahler 10c, 10d verkoppelt ist und ein weiteres Verteil- und Phasenschiebernetzwerk 8 mit $\Delta\Phi = 180^\circ$ vorhanden ist, welches zur Erregung der umlaufenden Leitungswelle mit seinen Toren T2c, T3c mit den Eingangstoren T1, T1 in der Weise verbunden ist, dass sich auf der Ringleitung die umlaufende Welle einstellt.

[0033] Es kann die verlustfreie Anpassungsschaltung 18 zur Transformation des niederohmigen Impedanzniveaus Z0 in den hochohmig reellen Eingangswiderstand in beiden Ausgangszweigen des Verteil- und Phasenschiebernetzwerks 8 jeweils im Wesentlichen durch eine $\lambda/4$ -Transformationsleitung 12a, 28b und einer Serienschaltung aus einer Induktivität 27a,27b und einer Kapazität 28a,28b zur Feineinstellung des hochohmig reellen Eingangswiderstands der Tore T2 und T3 enthalten.

[0034] Es können alle vertikalen Resonanzstrahler (4a, 4b, 4c, etc.) entlang der Ringleitung (14) annähernd gleich verteilt sein, sodass keiner der Abstände zwischen einander benachbarten Ringleitungs-Koppelpunkten (7a, 7b, 7c) am Umfang des Ringleitungsstrahlers (2) kleiner ist als die Hälfte des Abstands bei äquidistanter Verteilung über die gestreckte Länge der Ringleitung (14).

[0035] Es kann durch die Wirkung der mit der Blindwi-

derstandsschaltung (13, 13a,...13c,...) mit kapazitiver Reaktanz X belasteten vertikalen Resonanzstrahler (4, 4a, 4b, 4c) die gestreckte Länge L der Ringleitung (14) des in Resonanz befindlichen Ringleitungsstrahlers (2) ausgehend von etwa der Freiraumwellenlänge λ bis auf etwa ein Drittel der Freiraumwellenlänge λ verkürzt sein.

[0036] Es können die vertikalen Strahler (4a,..4d) zur kapazitiven Ankopplung an ihrem unteren Ende zu individuell gestalteten flächigen Kapazitätselektroden (32a, 32b, 32c, 32d) ausgeformt sein, wobei jedoch zur Ankopplung der passiven vertikalen Resonanzstrahler (9c, 9d) jeweils eine von der leitenden Schicht der beschichteten Leiterplatte (35) isolierte, flächige Gegenelektrode (34) zum Anschluss des aus der Parallelkapazität (45a, 45b) und der Parallelinduktivität (46a, 46b) gebildeten Parallelresonanzkreises hin zum Masse-Anschlusspunkt (11) gebildet ist. (Fig. 13a,b, 14, Fig. 5)

[0037] Die leitende Struktur, bestehend aus der Ringleitung (14) und den damit verbundenen vertikalen Strahlern (4, 4a-d) kann durch eine dielektrische Stützstruktur (36) so fixiert sein, dass die dielektrische Platte (33) in Form eines Luftspalts realisiert ist. (Fig. 13a,b, 14)

[0038] Eine Vielzahl von $N > 4$ vertikalen Resonanzstrahlern (4a, 4b, 4c,...) mit über die gestreckte Länge L der Ringleitung (14) gleichverteilten Koppelpunkten (7) kann vorhanden sein, sodass N Ringleitungs-Abschnitte (30a,..30d) gebildet sind und zwischen den Koppelpunkten (7a, 7b) der beiden vertikalen Resonanz-Erregungsstrahler (10a, 10b) n Ringleitungs-Koppelpunkte gewählt sind und der Phasenwinkel $\Delta\Phi = (n+1) \cdot 2\pi/N < 180^\circ$ gewählt ist. (Fig. 7)

[0039] Die Ringleitung (14) kann rechteckförmig mit vier Ringleitungs-Koppelpunkten (7a,..7d) an den Ecken und mit unterschiedlichen Längen der Ringleitungs-Abschnitte (30a, 30b) und mit unterschiedlichen Ringleiterbreiten (15a,15b) gestaltet sein, wobei durch entsprechend Wahl der Ringleiterbreiten (15a,15b) für die Ringleitungs-Abschnitte (30a, 30b) jeweils der gleiche Wellenwiderstand ZL und die gleiche wirksame elektrische Länge eingestellt sind. (Fig.9, 10a, 10b, 10c)

[0040] Das Verteil- und Phasenschiebernetzwerk (8) für eine Phasenverschiebung um den Phasenwinkel $\Delta\Phi = 90^\circ$ kann einen Wilkinson-Teiler (39) mit einem ohmschen Symmetrierungswiderstand (41) enthalten, wobei der Eingang am Tor 1 und einem der beiden Ausgangszweige des Wilkinson-Teilers (39) ein Phasendrehglied (17) mit dem Phasenwinkel $\Delta\Phi = 90^\circ$ hin zum Tor T3 nachgeschaltet ist und am anderen der beiden Ausgangszweige Tor T2 gebildet ist. (Fig. 11c)

[0041] Alle vertikalen Resonanzstrahler (4a, 4b, 4c, etc.) können entlang der Ringleitung (14) annähernd gleich verteilt sein, sodass keiner der Abstände zwischen einander benachbarten Ringleitungs-Koppelpunkten (7a, 7b, 7c) am Umfang des Ringleitungsstrahlers (2) kleiner ist als die Hälfte des Abstands bei äquidistanter Verteilung über die gestreckte Länge der Ringleitung (14).

[0042] Es können ein erstes und ein zweites Verteil-

und Phasenschiebernetzwerk (8) mit Phasenwinkel $\Delta\Phi = 90^\circ$ und vier als Erregerstrahler ausgeführte vertikale Strahler azimuthal gleich verteilt am Umfang der Ringleitung (14) vorhanden sein, wobei das erste Verteil- und Phasenschiebernetzwerk (8) mit seinen Toren T2, T3 mit einem ersten Paar der Resonanz-Erregerstrahler 10a, 10b verkoppelt ist und das zweite Verteil- und Phasenschiebernetzwerk (8) mit seinen Toren T2a, T3a mit einem dem ersten Paar gegenüberliegenden zweiten Paar der Erregerstrahler 10c, 10d verkoppelt ist und ein weiteres Verteil- und Phasenschiebernetzwerk (8) mit $\Delta\Phi = 180^\circ$ vorhanden ist, welches zur Erregung der umlaufenden Leitungswelle mit seinen Toren T2c, T3c mit den Toren T1, T1a in der Weise verbunden ist, dass sich auf der Ringleitung die umlaufende Welle einstellt.

[0043] Nach einem weiteren Aspekt betrifft die Erfindung eine Antennenanordnung, bei der mehrere jeweils einem Frequenzband zugeordnete Antennen der vorstehend beschriebenen Art vorgesehen sind, deren Ringleitungsstrahler (2) konzentrisch zueinander in der Weise angeordnet sind, dass der Ringleitungsstrahler (2) für das in der Frequenz höchste Frequenzband zuinnerst angeordnet ist und jeder weitere Ringleitungsstrahler (2) einen Ringleitungsstrahler für das nächst höhere Frequenzband umringt.

[0044] Die Erfindung wird im Folgenden an Hand von Ausführungsbeispielen weiter erläutert. Die zugehörigen Figuren zeigen im Einzelnen:

Fig. 1:

Antenne 1 nach der Erfindung, bestehend im Beispiel aus dem Ringleitungsstrahler 2 mit dem Ringleiter 14 in der Höhe $h < 0,15\lambda$ über der leitenden Grundfläche 6 mit $N = 3$ vertikalen Resonanzstrahlern 4a, 4b, 4c an azimuthal gleich verteilten Ringleitungs-Koppelpunkten 7a, 7b, 7c und der elektromagnetischen Erregung 3 durch das Verteil- und Phasenschiebernetzwerk 8. Die vertikalen Resonanzstrahler 4a, 4b, 4c sind jeweils über eine kapazitiv wirkende Blindwiderstandsschaltung 13a, 13b, 13c über den Masse-Anschlusspunkt 11 mit der leitenden Grundfläche 6 verkoppelt. Die elektromagnetische Erregung 3 erfolgt über das Verteil- und Phasenschiebernetzwerk 8, welches eingangsseitig mit seinem Tor T1 mit dem Antennenanschluss 5 verbunden ist und dessen Tore T2 und T3 mit zwei von den vertikalen Resonanzstrahlern 4a, 4b, 4c als vertikale Resonanz-Erregungsstrahler 10a und 10b in der Weise verbunden sind, dass die zugehörigen Ringleitungs-Koppelpunkte 7a, 7b direkt mit den im Verteilnetzwerk 16 und im Phasendrehglied 17 bewirkten Ausgangssignalen an den Toren T2 und T3 mit Phasenwinkelunterschied $\Delta\Phi = 360^\circ/N = 120^\circ$ angesteuert sind, sodass sich auf dem Ringleiter 14 die laufende Leitungswelle einstellt. Hierbei ist erfindungsgemäß vorausgesetzt, dass die Tore T2 und T3 jeweils einen reellen Eingangswiderstand 43 besitzen, sodass die Resonanz des Ringleitungsstrah-

lers 2 durch Anschluss der elektromagnetischen Erregung 3 nicht beeinflusst ist. Zur Impedanzanpassung zwischen dem Verteil- und Phasenschiebernetzwerk 8 an den Toren T2, T3 und der hochohmigen Antennenimpedanz 37 bei der Resonanzfrequenz f_0 des Ringleitungsstrahlers 2 (sh. Fig. 2b) an den Ringleitung-Koppelpunkten 7a und 7b ist das Verteil- und Phasenschiebernetzwerk 8 hochohmig gestaltet und befindet sich auf einem Impedanzniveau von etwa 300 - 500 Ohm.

Fig. 2: Figur a) zeigt den Ringleitungsstrahler 2 nach der Erfindung mit drei azimuthal gleich verteilten vertikalen Resonanzstrahlern 4a - 4c als Resonanzstruktur. Die Erregung 3 ist nicht dargestellt. Die Blindwiderstandsschaltungen 13 a- 13c sind durch die Kapazitäten 28a, 28b, 28c realisiert. Bei Rotationssymmetrie der Anordnung sind alle Kapazitäten gleich groß. Bei Abstimmung des Ringleitungsstrahlers 2 auf eine Resonanzfrequenz- zum Beispiel $f_0 = 1392$ MHz - stellt sich an den vertikalen Resonanzstrahlern 4a- 4c jeweils an der mit 42 bezeichneten Messstrecke der in Figur 2b) dargestellte Verlauf der Antennenimpedanz 37 mit ihrem durch die Strahlung bedingten reellen Resonanzwiderstand von ca. 340 Ohm ein. Bei Anschluss der Erregung an die Resonanzstrahler 4a und 4b - wie in Figur 1 - wird das Resonanzverhalten der Struktur in der Frequenz nicht verändert. Im Beispiel der 3 azimuthal gleich verteilten vertikalen Resonanzstrahler 4a, 4b, 4c beträgt der Phasendrehwinkel des Phasendrehglieds $\Delta\Phi = 120^\circ$.

Fig.3:

Antenne 1 nach der Erfindung wie in Figur 1 jedoch mit einem Verteilnetzwerk 16 und einem Phasendrehglied 17 auf dem Impedanzniveau Z_0 üblicher koaxialer Leitungen ($Z_0 = 50$ Ohm). Zur Anpassung an das hochohmige Impedanzniveau der Antennenimpedanz 37 (sh. Figur 2b) sind dem Phasendrehglied 17 und einem Arm des Verteilnetzwerks 16 jeweils ein Anpassnetzwerk 18 nachgeschaltet. Der Eingangswiderstand 43 an den Toren T2 und T3 ist - ebenso wie in Figur 1 - bei der Resonanzfrequenz des Ringleitungsstrahlers 2 hochohmig und reell.

Fig.3a:

Verteil- und Phasenschiebernetzwerk 8 wie in Figur 3 mit beispielhafter Ausführung der Anpassnetzwerke 18 an den beiden Ausgängen. Die Anpassung bei Resonanz des Ringleitungsstrahlers 2 ist durch die $\lambda/4$ -Transformationsleitungen 12a, 12b, durch welche die Transformation von dem niederohmigen Impedanzniveau Z_0 zu dem hochohmigen Impedanzniveau der Antennenimpedanz 37 gegeben ist, bewirkt. Die Serienresonanzkreise, bestehend aus den Kapazitäten 28a, 28b und den Induktivitäten 12a und 12b ermöglichen eine Feinkorrektur der Anpassung

über einen erweiterten Frequenzbereich.

Fig.4:

Antenne nach der Erfindung wie in Figur 3 jedoch mit besonderer Gestaltung der Blindwiderstandsschaltungen 13a und 13b in den beiden vertikalen Resonanz-Erregungsstrahlern 10a, 10b jeweils unterteilt in eine erste Blindwiderstandsschaltung 20a, 20b und eine zweite Blindwiderstandsschaltung 21a, 21b mit einem dazwischen liegenden Verknüpfungspunkt 19a, 19b zum Anschluss der Tore T2 und T3 des Verteil- und Phasenschiebernetzwerks 8.

Fig.5:

Erfindungsgemäße Ausführungsformen der insgesamt kapazitiv wirkenden Blindwiderstandsschaltungen 13 zur Ankopplung der vertikalen Resonanzstrahler an die leitende Grundfläche 6 in Figur 4

a) Blindwiderstandsschaltung 13a bzw. 13b der beiden vertikalen aktiven Resonanz-Erregungsstrahler 10a bzw.10b, unterteilt in die erste Blindwiderstandsschaltung 20a bzw. 20b und die über den Verknüpfungspunkt 19a bzw. 19b verbundene zweite Blindwiderstandsschaltung 21a bzw. 21b, jeweils realisiert durch eine erste Kapazität 22a bzw. 22b und entsprechend durch die zweite Kapazität 23a bzw.23b.

b) Blindwiderstandsschaltung 13c des übrigen passiven vertikalen Resonanzstrahlers 4c, realisiert durch eine Kapazität 28. Die beiden aktiven Resonanz-Erregungsstrahler sind wie in Figur a) beschaltet.

c) Blindwiderstandsschaltung 13a bzw.13b der beiden vertikalen aktiven Resonanz-Erregungsstrahler 10a bzw.10b wie unter Figur a) jedoch mit einem Parallelresonanzkreis, bestehend aus der Parallelinduktivität 46a bzw. 46b und der Parallelkapazität 23a bzw.23b in der zweiten Blindwiderstandsschaltung 21a bzw. 21b zur Erweiterung der Frequenzbandbreite der Antenne.

d) Blindwiderstandsschaltung 13c des übrigen passiven vertikalen Resonanzstrahlers 4c, realisiert, wie unter Figur b) jedoch mit einem seriellen Parallelresonanzkreis bestehend aus der Parallelinduktivität 46 und der Parallelkapazität 45 in Serienschaltung zur Kapazität 28 zur Erweiterung der Frequenzbandbreite der Antenne in Entsprechung der Gestaltung der Blindwiderstandsschaltung 13a bzw.13b der beiden vertikalen aktiven Resonanz-Erregungsstrahler 4a bzw. 4b wie unter c). Die beiden aktiven Resonanz-Erregungsstrahler sind wie in Figur c) beschaltet.

e) Darstellung der Frequenzbänder L1 und L2 für die Satelliten-Navigation mit den Mittenfrequenzen f_{m1} und f_{m2} und den unteren und oberen Grenzfrequenzen f_{u1} , f_{o1} bzw. f_{u2} , f_{o2} . Die Frequenz f_m beschreibt die Mittenfrequenz zwischen f_{u1} und f_{o2} .

f) Blindwiderstandsschaltung 13a bzw.13b der beiden vertikalen aktiven Resonanz-Erregungsstrahler 10a bzw.10b wie unter Figur c) jedoch mit einem weiteren Parallelresonanzkreis 44a bzw. 44b in Serienschaltung zur ersten Kapazität 22a bzw. 22b hin zum Verknüpfungspunkt 19 zur gesonderten Optimierung der Schaltung für jeweils einen der beiden Frequenzbereiche L1 und L2 zur Gestaltung einer Zweibandantenne.

g) Blindwiderstandsschaltung 13c des übrigen passiven vertikalen Resonanzstrahlers 4c, realisiert wie unter Figur d), jedoch mit einem weiteren Parallelresonanzkreis 44 in Serienschaltung zur Kapazität 28 in der Blindwiderstandsschaltung 13c. Die beiden aktiven Resonanz-Erregungsstrahler sind wie in Figur f) beschaltet zur Gestaltung einer Zweibandantenne.

h) Blindwiderstandsschaltung 13a bzw.13b der beiden vertikalen aktiven Resonanz-Erregungsstrahler 10a bzw.10b wie unter Figur f) jedoch mit einer Zusatz-Parallelkapazität 47, gebildet durch die, die isolierte Gegenelektrode 34 übertragende Fläche der Kapazitätselektrode 32a, 32b in den Figuren 13c und 13d mit der elektrisch leitenden beschichteten Leiterplatte 35. Die Zusatz-Parallelkapazität 47 ermöglicht die Erweiterung des Bereichs der Impedanzanpassung jeweils am Verknüpfungspunkt 19a, 19b bei ebenso gegebener Einhaltung der Resonanzbedingung für den Ringleitungsstrahler 2. Die Resonanzbedingung und die Impedanzanpassung werden durch Abstimmung der Größen der Kapazitätselektroden 32a, 32b und der isolierten Gegenelektroden 34 aufeinander hergestellt.

Fig.6:

Anpassungsverhältnisse bei der Resonanzfrequenz f_0 in Abhängigkeit vom Maß "t" für die Unterteilung in die erste Kapazität 22a, 22b und die zweite Kapazität 23a, 23b am Beispiel des Ringleitungsstrahlers 2 in Figur 4.

a) Reflexionsfaktor an der Antennenanschlussstelle 5 als Eingangstor T1 eines verlustfreien Verteil- und Phasenschiebernetzwerks 8 der Antenne 1 in Abhängigkeit vom Teilungsmaß t . Anpassung ist mit $t_{opt} = 0,13$ erreicht.

b) Transformationsfaktor bei der Resonanzfrequenz f_0 zwischen dem Eingangswiderstand Z_0 mit $Z_0 = 50 \text{ Ohm}$ des Phasendrehglieds 17 und dem Resonanzwiderstand bei f_0 am Ringleitungsstrahler-Koppelpunkt 7 in Abhängigkeit vom Teilungsmaß t .

c) Relative Leistung P/P_{\max} bei f_0 in Abhängigkeit vom Teilungsmaß t .

Fig.7:

Antenne nach der Erfindung mit Widerstands-Anpassung durch kapazitive Unterteilung wie im Beispiel der Figur 4 jedoch mit insgesamt 6 azimuthal um jeweils 60° gegeneinander versetzt verteilten vertikalen Resonanzstrahlern 4a .. 4f, von denen vier als vertikale passive Resonanzstrahler 9a..9d gestaltet sind. Die Erregung 3 erfolgt beispielhaft an den beiden um 120° azimuthal gegeneinander versetzten und um den Differenzwinkel $\Delta\Phi = 120^\circ$ erregten vertikalen Resonanz-Erregungsstrahlern 10a, 10b.

Fig.8:

Antenne nach der Erfindung wie in Figur 7, jedoch mit insgesamt 8 azimuthal um jeweils 45° gegeneinander versetzt verteilten vertikalen Resonanzstrahlern 4a..4h. Die Erregung 3 erfolgt beispielhaft an den beiden um 90° azimuthal gegeneinander versetzten und um den Differenzwinkel $\Delta\Phi = 90^\circ$ erregten vertikalen Resonanz-Erregungsstrahlern 10a, 10b.

Fig.9:

Antenne nach der Erfindung mit rechteckig ausgeführter Ringleitung 14 mit vier vertikalen Resonanzstrahler 4a bis 4d im Bereich der Ringleitungsecken. Zwei der vertikalen Resonanzstrahler sind als vertikale Resonanz-Erregungsstrahler 10a, 10b und die beiden übrigen Strahler als passive vertikale Resonanzstrahler 9a, 9b ausgeführt. Impedanzanpassung an das niederohmig (z.B. $Z = 50 \text{ Ohm}$) ausgeführte Verteil- und Phasenschiebernetzwerk 8 ist durch kapazitive Unterteilung, ähnlich wie in den Figuren 4, 7 und 8 erreicht. Die Ringleitung 14 ist vorzugsweise quadratisch gestaltet mit gleichen Ringleiterbreiten 15a, 15b und gleichen Ringleitungs-Abschnitten 30a, 30b. Sowohl die Ringleiterbreite 15a, 15b als auch die Ringleitungs-Abschnitte 30a, 30b können jedoch abgestimmt aufeinander in Grenzen unterschiedlich gewählt sein.

Fig. 10:

Rechteckförmiger Ringleitungsstrahler 2 einer Antenne 1 nach der Erfindung ohne Darstellung der elektromagnetischen Erregung 3 zur Erläuterung der Resonanzstruktur des Ringleitungsstrahlers 2.

a) geometrischer Aufbau des Ringleitungsstrahlers 2 mit großen unterschiedlich wählbaren Ringleiterbreiten 15a und 15b sowie den unterschiedlich wählbaren Ringleitungs-Abschnitten 30a und 30b. Die vertikalen Resonanzstrahler 4a - 4d sind mit ihren Ringleitungs-Koppelpunkten 7a - 7d im weiten Bereich der Ecken des rechteckförmigen Ringleiters 14 vorgesehen. Die unterbrochene Linie kennzeichnet etwa den Verlauf der Schwerlinie 24 der Stromdichteverteilung der Leitungswelle bei Erregung des Ringleitungsstrahlers 2. Aufgrund der Stromverdrängung verdichtet sich die Stromverteilung hin zum Rand des Ringleiters 14. Der für die Funktion bei der Erregung des Ringleitungsstrahlers 2 relevante Strom der Leitungswelle fließt demnach - gekennzeichnet durch die als unterbrochene Linie gezeichnete Schwerlinie der Stromverteilung 24 - auch bei großen Leiterbreiten 15a, 15b mehr zum Rand hin gedrängt. Dies gilt insbesondere für sehr große Ringleiterbreiten 15a, 15b bis hin zur vollkommenen Schließung der inneren Öffnung zum Zentrum hin, welches praktisch stromlos ist, wenn die Ringleitung 14 als eine geschlossene leitende Fläche realisiert ist.

b) gemäß dem durch die Schwerpunktklinie der Stromdichteverteilung 24 repräsentierten Strom kann die Resonanzstruktur des Ringleitungsstrahlers 2 durch ein grob angenähertes Ersatzschaltbild allgemein wiedergegeben werden. Die einzelnen Ringleitungs-Abschnitte 30a - 30d sind jeweils durch die induktive und kapazitive Wirkung des zugehörigen Abschnitts der Ringleitung 14 unter Einbeziehung der kapazitiven Wirkung der Blindwiderstandsschaltung 13 als konzentrierte induktive Elemente (L_n) und kapazitive Elemente (C_n) dargestellt. Jeder n-te Ringleitungsabschnitt 30a - 30b ist durch eine π -Struktur gemäß Figur c), bestehend aus einer Längsinduktivität $2 \cdot L_n$ und jeweils einer Querkapazität C_n an deren beiden Enden, dargestellt. Die Strahlungsdämpfung jedes horizontal orientierten Ringleitungsabschnitt 30a - 30b ist durch den Dämpfungsfaktor d der konzentrierten Induktivität einbezogen. Die Aneinanderreihung einander benachbarter Ringleitungs-Abschnitte 30a-30d erfolgt jeweils über einen gemeinsamen vertikalen Resonanzstrahler 4a..4d unter Zusammenziehung der Querkapazitäten C_n der benachbarten Ringleitungs-Abschnitte, wie in Figur

c) dargestellt. Die geringfügige induktive Wirkung der vertikalen Resonanzstrahler ist bei dieser Grundsatzbetrachtung aufgrund der geringen Antennenhöhe h vernachlässigt. Erfindungsgemäß vorteilhafte Voraussetzungen für den Ringleitungsstrahler 2 sind für die Resonanzfrequenz $f_0 = \omega_0 / 2\pi$ dann erreicht, wenn jeweils alle

$$ZL_n = \sqrt{\frac{L_n}{C_n}} \quad \text{und}$$

Wellenwiderstände

jeweils alle $\sqrt{L_n C_n} = 1 / \omega_0 n$, welche die elektrische Länge des Ringleitungs-Abschnitts repräsentieren, für alle n gleich groß sind.

Bei rotationssymmetrischen Ringleitungsstrahlern 2 ist dies stets gegeben. Andernfalls kann diese Voraussetzung zum Beispiel bei einer rechteckförmigen Struktur des Ringleitungsstrahlers 2 durch individuelle Gestaltung der Ringleiterbreiten 15a-15d in den einzelnen Ringleitungs-Abschnitten 30a-30b erreicht werden.

Fig.11:

a) Gestaltung des Verteil- und Phasenschiebernetzwerks 8 - zum Beispiel wie in den Figuren 7 und 8 - jedoch als auf die Resonanzfrequenz f_0 abgestimmten Hybridring 3, durch welchen sowohl die Leistungsteilung als auch die Phasenverschiebung erfolgt. Bei Einspeisung am Tor T1 wird der Ringleitungsstrahler 2 über die Tore T2 und T3 mit dem Phasenunterschied von 90° erregt. Der Abschluss von Tor T4 mit dem ohmschen Abschlusswiderstand 40 bewirkt bei Abweichung der Frequenz von der Resonanzfrequenz f_0 breitbandig die teilweise Absorption der Leistung der unerwünschten Polarisation bei Einspeisung am Tor T1.

b) Idealisierte Streumatrix zur Beschreibung des allgemein bekannten grundsätzlichen Wellenverhaltens eines Hybridrings 38 in Figur a) an den Toren T1 bis T4. Die wichtige Entkopplung der Tore T1 und T4 voneinander ist durch die Streuparameter $S_{14} = 0$, $S_{41} = 0$ in der Matrix fett gekennzeichnet.

c) Gestaltung des Verteil- und Phasenschiebernetzwerks 8 - zum Beispiel wie in den Figuren 7 und 8 - jedoch als auf die Resonanzfrequenz f_0 abgestimmten Wilkinson-Teilers 16 mit nachgeschaltetem $\lambda/4$ Leitungs-Phasenschieber 17

an einem Tor T3* zur Erzeugung des Phasenunterschieds von 90° . Der ohmsche Symmetrierungswiderstand 40 absorbiert bei unsymmetrischer Belastung des Wilkinson-Teilers 16 bei Abweichung von der Resonanzfrequenz f_0 teilweise die Ströme, welche die unerwünschte Polarisation auf dem Ringleitungsstrahler 2 hervorrufen.

Fig.12:

Antenne nach der Erfindung z. B. wie in Figur 9 mit rechteckig geformter Ringleitung 14. Die Kapazitäten 22a, 22b und 28 sind in der Weise gebildet, dass die vertikalen Resonanzstrahler 4a - 4d an ihrem unteren Ende zu individuell gestalteten flächigen Kapazitätselektroden 32a, 32b, 32c, 32d ausgeformt sind. Durch Zwischenlage zwischen diesen und die als elektrisch leitend beschichtete Leiterplatte ausgeführte elektrisch leitende Grundfläche 6 befindliche dielektrische Platte 33 sind die Kapazitäten 28 zur Ankopplung der passiven vertikalen Resonanzstrahler 4c, 4d an die elektrisch leitende Grundfläche 6 gestaltet. Zur kapazitiven Ankopplung der aktiven vertikalen Resonanzstrahler 10a, 10b an die Tore T2 und T3 des Verteil- und Phasenschiebernetzwerks 8 ist dieser Anschluss als jeweils eine von der leitenden Schicht isolierte, flächige Gegenelektrode 34 gestaltet. Die Gegenelektroden 34 können somit als Verknüpfungspunkte 19 der Antenne in Figur 9 ausgeführt sein und können als Anschlusspunkte für die Tore T2 und T3 des Verteil- und Phasenschiebernetzwerks 8, wie in Figur 13 angedeutet, dienen.

Fig.13:

Antenne 1 ähnlich wie in Figur 11, jedoch ist die dielektrische Wirkung der dielektrischen Platte 33 durch einen Luftspalt realisiert. Typische Abmessungen eines Ringleitungsstrahlers 2 für den Frequenzbereich $L1$ sind für quadratische Antennen ein Abmessung von 30mm bis 40mm und für die Höhe $h = 8$ mm. Zur Widerstandsanpassung des vorzugsweise auf niedrigem Impedanzniveau (Z_0) ausgeführten Verteil- und Phasenschiebernetzwerks 8 ist die kapazitive Unterteilung wie in Figur 9 vorgesehen.

a) Die beispielhaft zugehörigen Blindwiderstandsschaltungen 13a, 13b und 13c sind in den Figuren 5a und 5b dargestellt. Die Kapazität 28 der Kapazitätselektrode 32c, 32d gegen die elektrisch leitende Grundfläche 6 bzw. die Kapazität 22a, 22b gegen die isolierte Gegenelektrode 34a, 34b beträgt jeweils ca. 0.3pF. Die Tore T2 und T3 des Verteil- und Phasenschiebernetzwerks 8 mit ihrem reellen Eingangswiderstand 43 sind jeweils an eine Gegenelektrode 34a, 34b als Verknüpfungspunkt 19a, 19b angeschlossen. Die kapazitive Unterteilung zur Impedanzanpassung ist jeweils durch die Kapa-

azität 22a, 22b und der Kapazität 23a, 23b gegeben. Diese zwischen dem Verknüpfungspunkt 19a, 19b und dem Massepunkt 11 eingebrachte Kapazität 23a, 23b ist auf der Rückseite der beschichteten Leiterplatte 35 als SMD-Bauteil angebracht. Hierzu sind auf der Rückseite der Leiterplatte isolierte Pads 29 als Kontaktstützpunkte gestaltet, welche jeweils über eine Durchkontaktierung 26 mit der Gegenelektrode 34 einerseits und andererseits z.B. über die Kapazität 23a, 23b (sh. Fig. 4 u. 5a) mit Masse verbunden sind.

b) die Blindwiderstandsschaltungen 13a, 13b der beiden Resonanz-Erregungsstrahler 10a, 10b sind wie in Figur a) gemäß Figur 5a bzw. wie in 5c gestaltet. Bei Gestaltung nach Figur 5c ist der auf der Rückseite der beschichteten Leiterplatte 35 eingebrachten Kapazität 23a, 23b eine Induktivität 46a, 46b als SMD-Bauteil parallel geschaltet. Im Gegensatz zur Figur a) sind zur Bildung der Blindwiderstandsschaltungen der beiden passiven Resonanzstrahler 9a, 9b den Kapazitätselektroden 32c, 32d auf der beschichteten Leiterplatte 35 isolierte Gegenelektroden 34 gegenübergestellt. Ausgehend von der Gegenelektrode 34 als Kontaktstützpunkt sind auf der Rückseite der Leiterplatte 35 die Parallelinduktivität 46 und die Parallelkapazität 45 zum Massepunkt 11 auf der Leiterplatte 35 geschaltet, sodass die Blindwiderstandsschaltung 13 in Figur 5d realisiert ist. Bei Ausgestaltung aller Blindwiderstandsschaltungen 13 aller vertikalen Resonanzstrahler mit jeweils einer Kapazitätselektrode 32 und einer gegenüberliegenden isolierten Gegenelektrode 34 können alle Schaltungen in den Figuren 5c und 5f für die Resonanz-Erregungsstrahler 10a, 10b durch Einsatz von SMD-Bauteilen auf der Rückseite der Leiterplatte 35 realisiert werden. Aufgleiche Weise können die Blindwiderstandsschaltungen für die passiven Resonanzstrahler 9a, 9b durch Beschaltung der isolierten Gegenelektroden 34 mit SMD-Bauteilen auf der Rückseite der Leiterplatte 35 gemäß den in den Figuren 5d und 5g angegebenen Schaltungen realisiert werden.

c) Wie unter Figur 5h beschrieben dient die Zusatz-Parallelkapazität 47 zur freien Gestaltung der Impedanzanpassung bei Beibehaltung der Resonanzeigenschaften des Ringleitungsstrahlers 2. Die Figur zeigt die großflächige Überdeckung der isolierten Gegenelektrode 34a, 34b mit der Kapazitätselektrode 32a, 32b der Resonanz-Erregungsstrahler 10a, 10b. Der in der vertikalen Projektion der Kapazitätselektrode 32a, 32b gegenüber der isolierten Gegen-

elektrode 34 bestehende flächige Überstand bildet mit der elektrisch leitenden Schicht der beschichteten Leiterplatte 35 die Zusatz-Parallelkapazität 47. Die Blindwiderstandsschaltung der beiden passiven Resonanzstrahler 9a, 9b sind wie in Figur a) gestaltet.

d) die Blindwiderstandsschaltungen 13 der beiden Resonanz-Erregungsstrahler 10a, 10b sind wie in Figur c) mit einer Zusatz-Parallelkapazität 47 gestaltet. Die beispielhaft möglichen Blindwiderstandsschaltungen 13 der beiden passiven Resonanzstrahler 9a, 9b können wie in Figur b) beschrieben, gestaltet werden.

Fig. 14:

Im Bild ist die Oberseite der Leiterplatte 35 einer Antenne 1 nach der Erfindung dargestellt, auf welche der elektrische Ringleitungsstrahler 2 aufgesetzt wird. Für die breitbandige Gestaltung einer Antenne 1 nach der Erfindung - welche zum Beispiel beide Frequenzbereiche L1 und L2 mit einer zwischen den beiden Frequenzbereichen liegenden Mittenfrequenz f_m (sh. Figur 5e) - ist die Blindwiderstandsschaltung 13, wie in den Figuren 5c bzw. 5d gestaltet. Hierfür ist für die Blindwiderstandsschaltung in den beiden aktiven vertikalen Resonanz-Erregungsstrahlern 10a, 10b jeweils die Blindwiderstandsschaltung 13a, 13b in Figur 5c und für die beiden passiven vertikalen Resonanzstrahler 9a, 9b die Blindwiderstandsschaltung 13c in Figur 5d vorgesehen. Dies ist bei dem Beispiel im Figur 13a dadurch erreicht, dass für alle Kapazitätselektroden 32 jeweils eine Gegenelektrode 34 vorhanden ist und, dass der durch die Kapazitätselektroden 32 bewirkten Kapazität 22a, 22b bzw. 28 an allen vertikalen Resonanzstrahlern 4a - 4d eine Parallelschaltung aus einer Parallelkapazität 23a, 23b bzw. 45 und einer Parallelinduktivität 46a, 46b, bzw. 46 - dargestellt als SMD- Bauteile - zwischen der Gegenelektrode 34 und der elektrisch leitenden Grundfläche 6 in Serie geschaltet ist. Figur 13a zeigt die Oberseite der Leiterplatte 35 mit Durchkontaktierungen 26 auf den Gegenelektroden 34 unter den Kapazitätselektroden 32. In Figur 14b ist die Unterseite der Leiterplatte 35 mit den Pads 29 dargestellt, welche mit den isolierten Gegenelektroden 34 über die Durchkontaktierungen 26 verbunden sind. Die Blindelemente sind als SMD-Bauelemente gemäß den Figuren 5c und 5d angebracht. Zusätzlich sind die beiden Verknüpfungspunkte 19 mit der jeweils daran angeschlossenen Serienschaltung aus der Kapazität 28a, 28b und der Induktivität 27a, 27b als Teile der in Figur 3a enthaltenen Anpassungsschaltung 18 des Verteil- und Phasenschiebernetzwerks 8 zur Bildung der Tore T2 und T3 dargestellt.

Fig. 15

Zeigt eine Antenne nach der Erfindung mit vier azimuthal am Umfang der Ringleitung 14 gleich verteilten Resonanz-Erregungsstrahlern 10a bis 10d. Alle Strahler werden entsprechend einer umlaufenden Welle mit jeweils 90° -Phasenunterschied zwischen benachbarten Strahlern erregt. Hierzu sind ein erstes und ein zweites Verteil- und Phasenschiebernetzwerk (8) mit Phasenwinkel $\Delta\Phi = 90^\circ$ vorhanden, wobei das erste Verteil- und Phasenschiebernetzwerk (8) mit seinen Toren T2, T3 mit einem ersten Paar der Resonanz-Erregerstrahler 10a, 10b verkoppelt ist und das zweite Verteil- und Phasenschiebernetzwerk (8) mit seinen Toren T2a, T3a mit einem dem ersten Paar gegenüberliegendem zweiten Paar der Erregerstrahler 10c, 10d verkoppelt ist. Zur Anregung einer laufenden Welle werden einander gegenüberliegende Resonanz-Erregungsstrahler 10a, 10c bzw. 10b, 10d jeweils mit einem Phasenunterschied von $\Delta\Phi = 180^\circ$ erregt. Hierzu ist ein weiteres Verteil- und Phasenschiebernetzwerk 31, 39 mit einer Phasenverschiebung von $\Delta\Phi = 180^\circ$ vorhanden, welches mit seinem Tor T2c mit dem Tor T1 des ersten Verteil- und Phasenschiebernetzwerks 8, 36 und mit seinem Tor T3c mit dem Tor T1b des weiteren Verteil- und Phasenschiebernetzwerks 8, 38b verbunden ist. Auch hier kommt erfindungsgemäß vorzugsweise jeweils ein Hybridring 38 zum Einsatz. Das 180° Phasennetzwerk 31 kann beispielhaft als Wilkinson-Teiler 39 mit einer $\lambda/2$ -langen Verzögerungsleitung 17 (sh. Figur 11c) eingesetzt werden. Alle Anschlüsse sind in der Weise gewählt, dass sich auf der Ringleitung die leitende Welle in der gewünschten Umlaufrichtung einstellt. Mit dieser Anordnung ist der besondere Vorteil der azimuthal symmetrischen Anregung verbunden, sodass der Abgleich der Anordnung besonders problemfrei erfolgen kann. Als Einschränkung ist jedoch der erhöhte Aufwand anzumerken.

[0045] Für die Gestaltung einer zweibandfähigen Multibandantenne nach der Erfindung - zum Beispiel für die Frequenzbereiche L1 und L2 - ist die Blindwiderstandsschaltung 13 jeweils in der Weise mehrfach gestaltet, dass Resonanz des Ringleitungsstrahlers 2 in den voneinander getrennten Frequenzbändern L1 und L2 jeweils gesondert und entsprechend als Frequenz f_{01} und als Frequenz f_{02} gegeben ist. Hierzu wird ausgehend von den Pads 29 in Figur 14b die Rückseite der beschichteten Leiterplatte 35 in der Weise umgestaltet, dass die Blindwiderstandsschaltungen 13a, 13b, bzw. 13c realisiert sind.

[0046] Im Folgenden wird die Erfindung noch einmal im Zusammenhang mit ihren vorteilhaften Ausführungsformen beschrieben.

[0047] In einer Grundform enthält eine Antenne 1 nach der Erfindung einen bereits oben beschriebenen Ringleitungsstrahler 2, wie er zum Beispiel in Figur 2a für eine rotationssymmetrische Anordnung mit drei längs dem

elektrisch kurzen Ringleiter 14 äquidistant verteilten vertikalen Resonanzstrahlern 4a, 4b, 4c dargestellt ist. Aus der Ringleiterbreite 15 und der Länge eines Ringleitungs-Abschnitts 30a, 30b, etc. resultiert eine induktive Wirkung, welche zusammen mit der kapazitiven Blindwiderstandsschaltung 13 in jedem der vertikalen Resonanzstrahler ein Resonanzverhalten mit einer Resonanz-Kreisfrequenz $\omega_0 = 2\pi \cdot f_0$ bewirkt, welches sich durch den Frequenzverlauf der Antennenimpedanz 37 mit dem Impedanzmaximum 42' in Figur 2b ausdrückt.

[0048] Erfindungsgemäß ist diese Resonanzstruktur bei der Eigenresonanzfrequenz f_0 befähigt, bei entsprechender Erregung über zwei vertikale Resonanzstrahler 4a, 4b - hier zur Kennzeichnung als vertikale Resonanz-Erregungsstrahler 10a, 10b bezeichnet - mit in der Phase der azimuthalen Position der vertikalen Resonanzstrahler 4a, 4b entsprechenden Signalen - zum Beispiel wie in Figur 1 dargestellt - eine laufende Stromwelle in exakt einer Laufrichtung zu befördern. Die Struktur des Ringleitungsstrahlers 2 in Figur 2a selbst besitzt somit noch kein Merkmal für die Bevorzugung einer der beiden möglichen Laufrichtungen der Stromwelle. Die Laufrichtung wird ausschließlich durch Anschluss des Verteil- und Phasenschiebernetzwerks 8 gemäß dem Vorzeichen des Phasenwinkels $\Delta\Phi$, wie in Figur 1, festgelegt. Der Phasenunterschied $\Delta\Phi$ zwischen diesen Signalen ist erfindungsgemäß deshalb derart gewählt, dass er bei der Resonanzfrequenz f_0 des Ringleitungsstrahlers 2 dem Phasenunterschied $\Delta\Phi$ einer auf der Ringleitung laufenden Stromwelle zwischen den Ringleitungs-Koppelpunkten 7a und 7b der beiden Resonanz-Erregungsstrahler 10a und 10b entspricht. Die Umlaufrichtung der Stromwelle ist somit durch das Vorzeichen des Phasenunterschieds $\Delta\Phi$ der Erregersignale in Verbindung mit der Position der beiden Ringleitung-Koppelpunkte 7a, 7b vorgegeben. Die Laufrichtung wird somit ausschließlich durch Anschluss des Verteil- und Phasenschiebernetzwerks 8 gemäß dem Vorzeichen des Phasenwinkels $\Delta\Phi$, wie in Figur 1, festgelegt.

[0049] Naturgemäß kann die Bedingung für die Erregung einer Laufrichtung exakt nur bei der Resonanzfrequenz f_0 erfüllt sein und der Anteil der unerwünschten Laufrichtung und somit die Kreuzpolarisation nehmen mit wachsender Abweichung von dieser Frequenz zu. Als besonderer Vorteil der Erfindung ergibt sich jedoch die sehr große Bandbreite für eine hinreichend große Unterdrückung der Kreuzpolarisation aus der erfindungsgemäßen Forderung nach einem reellen Eingangswiderstand 43 beider Tore T2, T3 des Verteil- und Phasenschiebernetzwerks 8, wobei die Resonanzfrequenz f_0 des Ringleitungsstrahlers 2 durch die Erregung 3 bei der Resonanzfrequenz f_0 nicht geändert wird. Ein Blindleistungsaustausch zwischen dem Ringleitungsstrahler 2 und der Erregung 3 findet somit bei der Resonanzfrequenz f_0 nicht statt. Besonders hohe Bandbreite der Unterdrückung der Kreuzpolarisation wird erreicht, wenn - wie in Figur 1 dargestellt - die Tore T2 und T3 unmittelbar an die vertikalen Resonanz-Erregungsstrahler 10a, 10b

angeschlossen sind, so dass sie an den entsprechenden Ringleitungs-Koppelpunkten 7a, 7b wirksam sind.

[0050] Erfindungsgemäß ist also vorgesehen, den Ringleitungsstrahler 2 und die Phasenverschiebung um den Winkel $\Delta\Phi$ im Verteil- und Phasenschiebernetzwerk 8 in der Weise aufeinander abzustimmen, dass dieser Winkel bei der Resonanzfrequenz f_0 der elektrischen Länge des Ringleitungs-Abschnitts 30 als Winkelmaß dem Anteil aus der elektrischen Länge 2π der Ringleitung 14 zwischen den beiden vertikalen Resonanz-Erregungsstrahlern 10a, 10b entspricht, an welche die Tore T2 und T3 angeschlossen sind. Dabei können zwischen den vertikalen Resonanz-Erregungsstrahlern 9a, 9b am Ringleiter 14 weitere, jedoch passive vertikale Resonanzstrahler 4 - wie in den Figuren 7 und 8 dargestellt - angeordnet sein.

[0051] Hierbei ergibt sich für insgesamt $N > 3$ vertikale Resonanzstrahler 4a, 4b, 4c, 4d und somit die gleiche Anzahl von Ringleitungs-Abschnitten 30a, 30b, 30c, 30d und über die Ringleitung 14 gleich verteilte Koppelpunkte 7 der erfindungsgemäß eingestellte Phasenwinkel des Verteil- und Phasenschiebernetzwerks 8 zu $\Delta\Phi = n \cdot 2\pi / N < 180^\circ$, wenn zwischen den Koppelpunkten 7 der beiden vertikalen Resonanz-Erregungsstrahler 10a, 10b n Ringleitungs-Abschnitte 30 gewählt sind.

[0052] Für rotationsymmetrische Anordnungen mit hoher Anzahl von insgesamt N Ringleitungs-Abschnitten kann vorteilhaft eine große Frequenzbandbreite für die Unterdrückung der Kreuzpolarisation erreicht werden.

[0053] Für besondere Anwendungen, wie zum Beispiel für die Überlagerung von zirkular polarisierter Strahlung mit azimuthaler Phasenverteilung von 2π und einer zirkular polarisierten Strahlung mit azimuthaler Phasenverteilung von 4π in einem Antennendiversity-System mit zwei Antennen kann die Erfindung in vorteilhafter Weise ebenso auf einen Ringleitungsstrahler 2 mit einer elektrischen Länge von 4π wie folgt angewandt werden. In einem einfachen Sonderfall mit einem polygonförmigen Ringleitungsstrahler 2 mit über die elektrische Länge 4π azimuthal gleich verteilten $N = 8$ Ringleitungs-Abschnitten 30 werden zwei zueinander benachbarte vertikale Resonanz-Erregungsstrahler 10a, 10b ($n = 1$) über ein Verteil- und Phasenschiebernetzwerk 8 mit $\Delta\Phi = \pi/2$ erregt. In Analogie hierzu ist mit $N = 16$ vertikalen Resonanzstrahlern und $n = 2$ Ringleitungs-Abschnitten zwischen den beiden vertikalen Resonanz-Erregungsstrahlern 10a, 10b demnach der Phasenwinkel $\Delta\Phi = n \cdot 4\pi / N$ ebenfalls $\Delta\Phi = \pi/2$ einzustellen. Auf zweckmäßige und raumsparende Weise können zwei Ringleitungsstrahler 2 mit unterschiedlicher Phasenverteilung konzentrisch zueinander angeordnet sein in der Weise, dass der Strahler mit azimuthaler 2π - Phasenverteilung von dem Strahler mit 4π -Phasenverteilung umringt ist.

[0054] In vorteilhafter Weise erfolgt die Erregung der Ringleitung 14 mit der elektrischen Länge 2π des auf die Resonanzfrequenz f_0 abgestimmten Ringleitungsstrahlers 2 in Figur 1 in der Weise, dass die Tore T2, T3 einen reellen hochohmigen Eingangswiderstand 43 besitzen

und über die beiden vertikalen Resonanz-Erregungsstrahler 10a, 10b direkt an die Ringleitungs-Koppelpunkte 7a, 7b angeschlossen sind. In diesem Fall ist sowohl das Verteilnetzwerk 16 als auch das Phasendrehglied 17 hochohmig entsprechend dem hohen Resonanzwiderstand gestaltet.

[0055] In einer vorteilhaften Ausgestaltung der Erfindung sind in Figur 3 das Verteilnetzwerk 16 und das Phasendrehglied 17 niederohmig, d. h. für das Impedanzniveau Z_0 (z.B. $Z_0 = 50$ Ohm) gestaltet. Zur Transformation in das hohe Impedanzniveau des Ringleitungsstrahlers 2 ist den beiden Ausgangszweigen jeweils ein Anpassnetzwerk 18 nachgeschaltet. Hierfür eignet sich zum Beispiel jeweils die in Figur 3a dargestellte $\lambda/4$ -Transformationsleitung 12a, 12b mit dem Serienresonanzkreis aus der Induktivität 27a, 27b und der Kapazität 28a, 28b.

[0056] In einer vorteilhaften Ausgestaltung der Erfindung erfolgt die Impedanzanpassung zwischen den niederohmig - auf dem Impedanzniveau Z_0 - gestalteten Toren T2, T3 des Verteil- und Phasenschiebernetzwerks 8 und dem an den Ringleitungs-Koppelpunkten 7a, 7b jeweils vorliegenden hochohmigen Resonanzwiderstand des Ringleitungsstrahlers 2 - wie in Figur 4 dargestellt - durch serielle Unterteilung der kapazitiven Blindwiderstandsschaltung 13a, 13b mit Gestaltung eines Verknüpfungspunkts 19a, 19b dazwischen zum Anschluss der beiden Tore T2, T3 mit ihrem jeweils reellen Eingangswiderstand 43 auf dem Impedanzniveau Z_0 . Die Frequenzbandbreite der Unterdrückung der Kreuzpolarisation ist bei Antennen mit Zirkularpolarisation in hohem Maß von der Bandbreite der Antenne und somit von deren elektrischer Größe abhängig. Bei den hier betrachteten elektrisch kleinen Ringleitungsstrahlern 2 mit Abmessungen, wie sie zum Beispiel im Zusammenhang mit Figur 13 beschrieben sind, ist es bei der häufig vorgegebenen Forderung des Kreuzpolarisationsabstands von 15db und darüber möglich, jedes der Frequenzbänder L1 und L2 gesondert zu erfassen.

[0057] Hierfür eignet sich erfindungsgemäß die im Beispiel der Figur 4 dargestellte Unterteilung der Blindwiderstandsschaltung 13a, 13b der beiden vertikalen Resonanz-Erregungsstrahler 10a, 10b, welche ebenfalls in Figur 5a dargestellt ist. Die dargestellte Unterteilung ist rein kapazitiv durch die erste Kapazität 22a, 22b und die zweite Kapazität 23a, 23b gegeben. Hierbei ist es erfindungsgemäß wichtig, dass die in den vertikalen Resonanz-Erregungsstrahlern 10a, 10b wirksame resultierende Kapazität jeweils derjenigen in den übrigen passiven vertikalen Resonanzstrahlern 9a, 9b - dargestellt durch die Kapazität 28 in den Figuren 4, 7, 8 und in Figur 5b - entspricht und somit die Resonanz des Ringleitungsstrahlers 2 bei der Resonanzfrequenz f_0 durch die kapazitive Unterteilung erhalten bleibt. Ein Austausch von Blindleistung zwischen dem Ringleitungsstrahler 2 und der elektromagnetischen Erregung 3 am Verknüpfungspunkt 19 ist bei der Resonanzfrequenz f_0 ausgeschlossen. Dieses Merkmal trifft jedoch mit wachsender Abweichung der Frequenz von der Resonanzfrequenz f_0 auf-

grund der Frequenzabhängigkeit des Ringleitungsstrahlers 2 sowie der Frequenzabhängigkeit des Verteil- und Phasenschiebernetzwerks 8 bezüglich der Impedanzanpassung und der Phasenverschiebung nicht mehr vollständig zu. In vorteilhafter Weise führt jedoch der beschriebene erfindungsgemäße Abgleich mit wachsender Frequenzabweichung zu einem vergleichsweise besonders kleinen Anstieg der Kreuzpolarisation. Die Antenne nach der Erfindung ist somit bezüglich der Unterdrückung der Kreuzpolarisation vorteilhaft breitbandig.

[0058] Es ist jedoch andererseits mit einer hier beschriebenen kleinen Antenne kaum möglich, das gesamte Frequenzband beider Frequenzbereiche L1, und L2 zwischen den Frequenzen f_{u2} und f_{o1} (sh. Figur 5e) mit einer oben beschriebenen Einbandantenne ohne Zusatzmaßnahmen zu erfassen.

[0059] Erfindungsgemäß ermöglicht die Gestaltung der Blindwiderstandsschaltung 13a, 13b - dargestellt in Figur 5c - in den beiden vertikalen Resonanz-Erregungsstrahlern 10a, 10b und der Blindwiderstandsschaltung 13c in Figur 5d eine Einbandantenne, welche beide Frequenzbänder L1 und L2 erfasst.

[0060] Dies wird erfindungsgemäß dadurch erreicht, dass sowohl in der zweiten Blindwiderstandsschaltungen 21a, 21b (sh. Figur 5c) der beiden vertikalen Resonanz-Erregungsstrahler 10a, 10b durch Parallelschaltung der Parallelinduktivität 46a, 46b zur vorhandenen zweiten Kapazität 23a, 23b als auch in den Blindwiderstandsschaltungen 13c (sh. Figur 5d) der passiven vertikalen Resonanzstrahler 9c jeweils ein Parallelresonanzkreis mit der Induktivität 46 und der Kapazität 45 hinzugefügt ist. Hierbei ist die Resonanzfrequenz aller Parallelschwingungskreise jeweils im Frequenzbereich zwischen dem oberen Frequenzband L1 und dem unteren Frequenzband L2 (z.B. f_m in Figur 5e) in der Weise gewählt, dass der Blindwiderstand der Resonanzkreise im Frequenzband L1 kapazitiv und im Frequenzband L2 induktiv ist. Der Blindwiderstand aller Blindwiderstandsschaltungen 13a, 13b, 13c insgesamt ist jedoch in beiden Frequenzbändern L1 und L2 dennoch kapazitiv.

[0061] Eine vorteilhaften Weiterführung der Erfindung gemäß der obigen Gestaltung der Blindwiderstandsschaltungen erfolgt in der Gestaltung einer Zweibandantenne in der Weise, dass sowohl der ersten Kapazität 22a, 22b der ersten Blindwiderstandsschaltung 13a 13b der vertikalen Resonanz-Erregungsstrahler 10a, 10b als auch der Kapazität 28 der Blindwiderstandsschaltung 13c des passiven vertikalen Resonanzstrahlers 9c jeweils ein weiterer Parallelresonanzkreis 44, 44a, 44b in Serie nachgeschaltet ist. Dadurch ist es zum Beispiel in vorteilhafter Weise ermöglicht, dass sowohl der Blindwiderstand X1a, X1b der ersten Blindwiderstandsschaltung 20a, 20b und auch der Blindwiderstand X2a, X2b der zweiten Blindwiderstandsschaltung 21a, 21b und somit der Blindwiderstand X der Blindwiderstandsschaltung 13a, 13b in beiden Frequenzbändern L1 und L2 jeweils kapazitiv ist und auch günstige Werte für das Teilungsmaß t für die kapazitive Teilung für beide Frequenz-

bänder jeweils getrennt gewählt werden können. Die entsprechenden Blindwiderstandsschaltungen 13a, 13b und die Blindwiderstandsschaltung 13c sind in den Figuren 5f und 5g dargestellt. Eine geeignete Dimensionierung aller Blindelemente in der Blindwiderstandsschaltung 13a, 13b ermöglicht es, die oben beschriebene kapazitive Unterteilung durch Wahl der Resonanzfrequenz der Parallelresonanzkreise in Bezug auf die Mittenfrequenzen f_{m1} und f_{m2} im Hinblick auf die oben beschriebene Optimierung bezüglich t -topt zu erreichen.

[0062] In einer besonders vorteilhaften Ausgestaltung der Erfindung wird die breitbandige Unterdrückung der unerwünschten Polarisationsrichtung LHCP einer für RHCP vorgesehenen Antenne mit einem Hybridring 38 als Verteil- und Phasenschiebernetzwerk 8 zur Erregung des quadratischen Ringleitungsstrahlers 2 in Figur 13 erreicht. In einer üblichen, bekannten Form besteht ein Hybridring 38 aus $\lambda/4$ -langen Leitungsstücken, wie in Figur 11a dargestellt. Es ist auch bekannt, dass die Leitungsstücke durch konzentrierte Blindelemente nachgebildet werden können. Grundsätzlich kann ein Hybridring 38 für unterschiedliche Impedanzniveaus hergestellt werden. Besonders wirtschaftlich ist jedoch die Herstellung für das niedrige Impedanzniveau Z_0 .

[0063] Ein Hybridring 38 kann jedoch nur für eine bestimmte Frequenz - im Allgemeinen etwa die Mittenfrequenz eines Frequenzbandes (f_{m1} , f_{m2}) - vollkommen abgeglichen sein und durch die idealisierte Streumatrix bezüglich seinen Tore T1 bis T4 in Figur 11b beschrieben werden. Bei davon abweichenden Frequenzen entsteht bei der Antenne in Figur 13 naturgemäß bei Erregung an dem Tor T1 und bei Erregung des Ringleitungsstrahlers 2 über die Tore T2 und T3 neben der gewünschten Strahlung im RHCP-Modus anteilig die unerwünschte Strahlung in entgegengesetzter Drehrichtung, also dem LHCP-Modus. Hinzu kommt der mit wachsender Frequenzabweichung von der Resonanzfrequenz f_0 zunehmende Blindanteil der Antennenimpedanz, welche den LHCP-Modus ebenso erhöht. Ein optimales Zusammenwirken zwischen dem Hybridring 38 und dem Ringleitungsstrahler 2 bezüglich der Unterdrückung der Kreuzpolarisation wird erfindungsgemäß dann erreicht, wenn der Hybridring 38 bezüglich seines reellen Eingangswiderstands an den Toren T2 und T3 und seiner geforderten Phase von 90° auf die Frequenz f_0 abgeglichen ist, welche auch die Resonanzfrequenz f_0 des entsprechenden Ringleitungsstrahlers 2 bildet. Als besondere Eigenschaft eines Hybridrings 38 bewirkt die Beschaltung des von dem Tor T1 entkoppelten Tores T4 mit einem Wirkwiderstand der Größe Z_0 erfindungsgemäß, dass der unerwünschte LHCP-Anteil in der Strahlung auch bei Frequenzablage von der Frequenz f_0 , für welche sowohl der Ringleitungsstrahler 2 als auch der Hybridring 38 abgestimmt ist, weitgehend absorbiert ist.

[0064] In einer vorteilhaften Weiterentwicklung der Erfindung kommt als Verteil- und Phasenschiebernetzwerk 8 der Wilkinson-Teiler 39 als Verteilnetzwerk 16 mit nachgeschaltetem Phasendrehglied 17 in Figur 11 zur An-

wendung. Der Signalweg, ausgehend vom Tor T1, zweigt in zwei $\lambda/4$ -lange Leitungen auf, deren spannungsführende Enden mit dem ohmschen Symmetrierungswiderstand 41 als Ausgleichswiderstand miteinander verbunden sind. Dem Tor T3* ist zum Beispiel eine $\lambda/4$ -lange Leitung als Phasendrehglied 17 für eine Phasendrehung von 90° nachgeschaltet. Diese Leitung kann ebenso durch konzentrierte Bauelemente nachgebildet werden. Nur bei widerstandsrichtigem Abschluss der Tore T2 und T3 ist das System abgeglichen. Ähnlich wie bei Einsatz des oben beschriebenen Hybridrings 38 trifft dies nur auf die Resonanzfrequenz f_0 zu. Mit wachsender Abweichung von dieser Frequenz ist die Symmetrie des Wilkinson-Teilers 39 gestört. Erfindungsgemäß ist der daraus resultierende unerwünschte LHCP-Anteil über den ohmschen Symmetrierungswiderstand 41 ebenso stark gedämpft.

[0065] Zur Erfüllung besonders hoher Forderungen an die Unterdrückung der Kreuzpolarisation in den beiden Frequenzbändern L1 und L2 kann es vorgesehen sein, für jedes Frequenzband eine gesonderte erfindungsgemäße Antenne 1 einzusetzen. In einer äußerst vorteilhaften Weiterführung der Erfindung werden die beiden Ringleitungsstrahler 2 in einer Antennenanordnung konzentrisch zu einander angeordnet mit der Maßgabe, dass der Ringleitungsstrahler 2 für die höhere Frequenz im Band L2 von dem größeren Ringleitungsstrahler für die niedrigere Frequenz im Band L1 umringt ist. Naturgemäß ist hierbei der erhöhte Aufwand von zwei gesonderten und auf das jeweilige Frequenzband abgestimmten Verteil- und Phasenschiebernetzwerk 8 in Kauf zu nehmen. Unter Ausnutzung des Frequenzabstands zwischen verschiedenen Frequenzbändern können auf diese Weise mehrere jeweils einem Frequenzband zugeordnete erfindungsgemäße Antennen 1 gebildet sein, deren Ringleitungsstrahler 2 konzentrisch zu einander in der Weise angeordnet werden, dass der Ringleitungsstrahler 2 für das in der Frequenz höchste Frequenzband zuinnerst angeordnet ist und jeder weitere Ringleitungsstrahler 2 einen Ringleitungsstrahler 2 für das in der Frequenz nächst höher liegende Frequenzband umringt. Eine derartige Anordnung besitzt den besonderen Vorteil, dass hiermit neben den beiden Frequenzbändern L2 und L1 auch das in der Frequenz niedriger liegende Frequenzband L5, welches ebenfalls für die Satelliten-Navigation dient, erfasst werden kann. Aus der Zusammenfassung und der parallelen Auswertung aller Signale aus diesen Frequenzbändern im Navigations-Empfänger kann auch bei schwierigen Empfangsbedingungen die Qualität der Ortungsergebnisse extrem verbessert werden.

[0066] Eine derartig konzentrische Anordnung der Ringleitungsstrahler 2 besitzt darüber hinaus den Vorteil, dass im Zentrum der Anordnung eine lineare, vertikal polarisierte Antenne für andere Funkdienste angeordnet werden kann, ohne die Eigenschaften der Ringleitungsstrahler 2 zu beeinträchtigen.

Liste der Bezeichnungen

[0067]

5	Antenne 1
	Ringleitungsstrahler 2
	elektromagnetische Erregung 3
	vertikale Resonanzstrahler 4, 4a, 4b, 4c,...
	Antennenanschlussstelle 5
10	Leitende Grundfläche 6
	Ringleitungs-Koppelpunkte 7, 7a,..7d,...
	Verteil- und Phasenschiebernetzwerk 8
	vertikale passive Resonanzstrahler 9, 9a, 9b
	vertikale Resonanz-Erregungsstrahler 10a, 10b,...
15	Masse-Anschlusspunkt 11
	$\lambda/4$ -Transformationsleitung 12
	Blindwiderstandsschaltung 13, 13a,...13c,...
	Ringleitung 14
	Ringleiterbreite 15, 15a,...,15c,.
20	Verteilnetzwerk 16
	Phasendrehglied 17
	Anpassnetzwerk 18
	Verknüpfungspunkt 19
	erste Blindwiderstandsschaltung 20a,20b
25	zweite Blindwiderstandsschaltung 21a,21b
	erste Kapazität 22a,22b
	zweite Kapazität 23a,23b
	Schwerlinie der Stromdichteverteilung 24
	Serieller Parallelresonanzkreis 25
30	Durchkontaktierung 26
	Induktivität 27a,27b
	Kapazität 28a,28b
	Pad 29
	Ringleitungs-Abschnitt 30a, 30b, 30c, 30d
35	180° Phasenschiebernetzwerk 31
	Kapazitätselektrode 32a, 32b, 32c, 32d,
	dielektrische Platte 33
	isolierte Gegenelektrode 34
	Beschichtete Leiterplatte 35
40	Stützstruktur 36
	Antennenimpedanz 37
	Hybridring 38
	Wilkinson-Teiler 39
	ohmscher Abschlusswiderstand 40
45	ohmscher Symmetrierungswiderstand 41
	Messstrecke 42
	Impedanzmaximum 42'
	reeller Eingangswiderstand 43
	weiterer Parallelresonanzkreis 44
50	Parallelkapazität 45
	Parallelinduktivität 46, 46a, 46b
	Zusatz-Parallelkapazität 47
	Gestreckte Länge des Ringleitungsstrahlers L
	Blindwiderstand X, X1a, X1b, X2a, X2b, Xc
55	Höhe h
	Tore T1, T2, T3, T4
	Wellenwiderstand ZL
	Zentrum Z

Patentansprüche

1. Antenne (1) für den Empfang zirkular polarisierter Satellitenfunksignale, umfassend wenigstens eine über einer leitenden Grundfläche (6) angeordnete Leiterschleife, mit einer mit einer Antennenanschlussstelle (5) verbundenen Anordnung zur elektromagnetischen Erregung (3) der Leiterschleife, umfassend die folgenden Merkmale:

- die Leiterschleife ist als Ringleitungsstrahler (2) durch eine polygonale oder kreisförmige geschlossene Ringleitung (14) in einer Höhe $h < 0,15$ der Freiraumwellenlänge λ über der leitenden Grundfläche (6) verlaufend gestaltet,
- der Ringleitungsstrahler (2) bildet eine Resonanzstruktur und ist durch die elektromagnetische Erregung (3) in der Weise erregbar, dass sich auf der Ringleitung (14) die Stromverteilung einer laufenden Leitungswelle in einer einzigen Umlaufrichtung einstellt, deren Phasenunterschied über einen Umlauf gerade 2π beträgt,
- es sind am Umfang des Ringleitungsstrahlers (2) verteilt, an Ringleitungs-Koppelpunkten (7, 7a, 7b, 7c, 7d) mit dem Ringleitungsstrahler (2) galvanisch verkoppelte und zur leitenden Grundfläche (6) hin verlaufende vertikale Resonanzstrahler (4) vorhanden,
- es ist zumindest ein Verteil- und Phasenschiebernetzwerk (8) mit einem eingangsseitig mit der Antennenanschlussstelle (5) verkoppeltem Tor T1 und mit zwei Toren T2, T3 vorhanden, deren Transmissionskoeffizienten \underline{S}_{12} und \underline{S}_{13} sich voneinander um einen Phasenwinkel $\Delta\Phi$ unterscheiden,

umfassend die folgenden Merkmale:

- der Umfang (L) der Ringleitung (14) ist kürzer als die Freiraum-Wellenlänge λ ,
- es sind mindestens drei vertikale Strahler (4, 4a, 4b, 4c,...) vorhanden, welche über Blindwiderstandsschaltungen (13) mit kapazitiver Reaktanz X mit der Grundfläche (6) verkoppelt sind, durch welche eine Resonanz hergestellt ist, jedes der Tore T2, T3 ist an jeweils einen Ringleitungskoppelpunkt (7, 7a, 7b) angekoppelt,
- **dadurch gekennzeichnet, dass**

der Eingangswiderstand jedes der Tore T2, T3 des Verteil- und Phasenschiebernetzwerks (8) zur elektromagnetischen Erregung der Leitungswelle auf der Ringleitung (14) jeweils ein reeller Widerstand (43) ist.

2. Antenne (1) nach Anspruch 1, **dadurch gekennzeichnet, dass**

dem Verteil- und Phasenschiebernetzwerk (8) zwei der vertikalen Resonanzstrahler (4a, 4b) als vertikale Resonanz-Erregungsstrahler (10a, 10b) in der Weise zugeordnet sind, dass jedes der Tore T2, T3 des Verteil- und Phasenschiebernetzwerks (8) jeweils über einen der beiden vertikalen Resonanz-Erregungsstrahler (10a, 10b) mit dessen Ringleitungskoppelpunkt (7a, 7b) verkoppelt ist und die anderen vertikalen Resonanzstrahler (4c, 4d,...) als passive vertikale Resonanzstrahler (9a, 9b, etc) wirksam sind.

3. Antenne (1) nach Anspruch 2, **dadurch gekennzeichnet, dass**

jedes der Tore T2, T3 jeweils direkt über einen der vertikalen Resonanz-Erregungsstrahler (10a, 10b) mit dessen Ringleitungskoppelpunkt (7a, 7b) verbunden ist und der Eingangswiderstand der Tore T2, T3 in der Weise hochohmig zwischen 300 Ohm bis zu 500 Ohm reell ist, dass zwischen diesem und einem hochohmigen Resonanzwiderstand des Ringleitungsstrahlers (2) Widerstandsanpassung besteht.

4. Antenne (1) nach zumindest einem der Ansprüche 1 bis 3,

dadurch gekennzeichnet, dass

im Verteil- und Phasenschiebernetzwerk (8) ein Verteilnetzwerk (16) und ein in einem seiner Ausgangszweige nachgeschaltetem Phasendrehglied (17) vorhanden sind, welche beide für ein niederohmiges Impedanzniveau Z_0 gestaltet sind und in jedem der beiden Ausgangszweige eine verlustfreie Anpassungsschaltung (18) zur Transformation des niederohmigen Impedanzniveaus Z_0 in einen zwischen 300 Ohm bis 500 Ohm hochohmig reellen Eingangswiderstand der Tore T2, T3 zur Anpassung an einen hochohmigen Resonanzwiderstand des Ringleitungsstrahlers (2) vorhanden ist.

5. Antenne (1) nach zumindest einem der Ansprüche 2 bis 4,

dadurch gekennzeichnet, dass

die Blindwiderstandsschaltung (13) mit welcher jeder der passiven vertikalen Resonanzstrahler (9, 9a, 9b) und auch der vertikalen Resonanz-Erregungsstrahler (10a, 10b) mit der Grundfläche (6) verkoppelt ist, jeweils durch eine Kapazität (28) gebildet ist.

6. Antenne (1) nach zumindest einem der Ansprüche 2 bis 5,

dadurch gekennzeichnet, dass

die Blindwiderstandsschaltung (13), mit welcher die vertikalen Resonanz-Erregungsstrahler (10a, 10b) mit der Grundfläche (6) verkoppelt sind jeweils als eine Serienschaltung aus einer ersten Blindwiderstandsschaltung (20a, 20b) und einer zweiten Blindwiderstandsschaltung (21a, 21b) mit einem diese

verbindenden Verknüpfungspunkt (19) gebildet ist, mit welchem jeweils eines der Tore T2, T3 verbunden ist.

7. Antenne (1) nach Anspruch 6,
dadurch gekennzeichnet, dass
 die Blindwiderstandsschaltung (13) mit welcher die vertikalen Resonanz-Erregungsstrahler (10a, 10b) mit der Grundfläche (6) verkoppelt sind und die erste Blindwiderstandsschaltung (20a, 20b) jedes vertikalen Resonanz-Erregungsstrahler (10a, 10b) durch eine erste Kapazität (22a, 22b) und die zweite Blindwiderstandsschaltung (21a, 21b) durch eine zweite Kapazität (23a, 23b) gebildet ist und die Größe und das Verhältnis der ersten und der zweiten Kapazität jeweils in der Weise gewählt ist, dass zwischen dem hochohmigen Resonanzwiderstand des Ringleitungsstrahlers (2) und einem niederohmigeren realen Eingangswiderstand der Tore T2, T3 jeweils Widerstandsanpassung gegeben ist.
8. Antenne (1) nach zumindest einem der Ansprüche 6 bis 7,
dadurch gekennzeichnet, dass
 die Blindwiderstandsschaltungen (13c, etc.), mit der die passiven vertikalen Resonanzstrahler (9c, etc.) mit der elektrisch leitenden Grundfläche (6) verkoppelt sind, jeweils aus der Serienschaltung einer Kapazität (28) und einem Parallelschwingungskreis - bestehend aus einer Parallelkapazität (45) und einer Parallelinduktivität (46) - gebildet sind und die erste Blindwiderstandsschaltung (20a, 20b) der vertikalen Resonanz-Erregungsstrahler (10a, 10b) jeweils als eine erste Kapazität (22a, 22b) gebildet ist und deren zweite Blindwiderstandsschaltung (21a, 21b) jeweils als Parallelschwingungskreis - bestehend aus einer zweiten Kapazität (23a, 23b) und einer Parallelinduktivität (46a, 46b) gestaltet ist und die Resonanzfrequenz aller Parallelschwingungskreise jeweils im Frequenzbereich zwischen dem oberen Frequenzband L1 und dem unteren Frequenzband L2 in der Weise gewählt ist, dass der Blindwiderstand der Resonanzkreise im Frequenzband L1 kapazitiv und im Frequenzband L2 induktiv ist.
9. Antenne (1) nach Anspruch 8,
dadurch gekennzeichnet, dass
 jedoch zwischen der Kapazität (28) und dem Parallelschwingungskreis aus der Parallelkapazität (45) und der Parallelinduktivität (46) der Blindwiderstandsschaltungen (13c, etc.) der passiven vertikalen Resonanzstrahler (9c, etc.) jeweils ein weiterer Parallelresonanzkreis (44) in Serie geschaltet ist und der ersten Kapazität (22a, 22b) in der ersten Blindwiderstandsschaltung (20a, 20b) der vertikalen Resonanz-Erregungsstrahler (10a, 10b) hin zum Verknüpfungspunkt (19a, 19b) ebenfalls jeweils ein weiterer Parallelresonanzkreis (44a, 44b) nachgeschal-

tet ist und die Parallelschwingungskreise in der ersten Blindwiderstandsschaltung (20a, 20b) und der zweiten Blindwiderstandsschaltung (21a, 21b) der vertikalen Resonanz-Erregungsstrahler (10a, 10b) in der Weise abgestimmt sind, dass der Blindwiderstand (Xa, Xb) in beiden Frequenzbändern L1, L2 jeweils kapazitiv ist und ihr Verhältnis zueinander gemäß dem optimalen Maß (topt) für Anpassung besteht und die Blindwiderstandsschaltungen (13c, etc.) der passiven vertikalen Resonanzstrahler (9c, etc.) und der vertikalen Resonanz-Erregungsstrahler (10a, 10b) bezüglich ihres Frequenzverhaltens einander angeglichen sind.

10. Antenne (1) nach Anspruch 8 oder 9,
dadurch gekennzeichnet, dass
 die erste Kapazität (22a, 22b) der ersten Blindwiderstandsschaltung (20a, 20b) der vertikalen Resonanz-Erregungsstrahler (10a, 10b) sowie die Kapazitäten (28) in den Blindwiderstandsschaltungen (13c, etc.) der passiven vertikalen Resonanzstrahler (9c, etc.) in der Weise gebildet sind, dass alle vertikalen Resonanzstrahler (4a, 4b, 4c, etc.) an ihrem unteren Ende zu individuell gestalteten flächigen Kapazitätselektroden (32a, 32b, 32c, 32d) ausgeformt sind, dass die Kapazitäten (22a, 22b, 28) durch Zwischenlage einer dielektrischen Platte (33) zwischen den flächigen Kapazitätselektroden (32a, 32b, 32c, 32d) und der als elektrisch leitend beschichtete Leiterplatte (35) ausgeführten elektrisch leitenden Grundfläche (6) zur Ankopplung der passiven vertikalen Resonanzstrahler (9c, 9d, etc.) an die elektrisch leitende Grundfläche (6) gestaltet sind, und dass zur kapazitiven Ankopplung der vertikalen Resonanz-Erregungsstrahler (10a, 10b) auf der elektrisch leitenden Grundfläche (6) jeweils eine von der leitenden Schicht der beschichteten Leiterplatte (35) isolierte, flächige Gegenelektrode (34) zum Anschluss der zweiten Blindwiderstandsschaltung (21a, 21b) gestaltet ist.
11. Antenne (1) nach zumindest einem der Ansprüche 1 bis 10,
dadurch gekennzeichnet, dass
 insgesamt drei vertikale Resonanzstrahler (4a, 4b) mit azimuthal gleich verteilten Ringleitungs- Koppelpunkten (7) vorhanden sind, von denen zwei als vertikale Resonanz-Erregungsstrahler (10a, 10b) über die Tore T2, T3 eines Verteil- und Phasenschiebernetzwerks (8) erregt sind, dessen Phasenwinkel $\Delta\Phi = 120\text{Grad}$ beträgt.
12. Antenne (1) nach zumindest einem der Ansprüche 1 bis 10,
dadurch gekennzeichnet, dass
 die Ringleitung (14) quadratisch mit vier Ringleitungskoppelpunkten an den Ecken gestaltet ist und vier vertikale Resonanzstrahler (4a, 4b, 4c, 4d) mit

azimutal gleich langen Ringleitungs-Abschnitten (30a, 30b) vorhanden sind, von denen zwei azimutal aufeinanderfolgende als vertikale Resonanz-Erregungsstrahler (10a, 10b) über die Tore T2, T3 eines Verteil- und Phasenschiebernetzwerks (8) erregt sind, dessen Phasenwinkel $\Delta\Phi = 90^\circ$ beträgt.

13. Antenne (1) nach Anspruch 12, **dadurch gekennzeichnet, dass** das Verteil- und Phasenschiebernetzwerk (8) für eine Phasenverschiebung um den Phasenwinkel $\Delta\Phi = 90^\circ$ einen Hybridring (38) enthält, welcher neben den beiden Toren T2 und T3 ein viertes, mit einem ohmschen Abschlusswiderstand (40) abgeschlossenes Tor T4 besitzt und welches bei wellenwiderstandsrichtigem Abschluss der Tore T2 und T3 vom Tor T1 entkoppelt ist.
14. Antenne (1) nach Anspruch 4, **dadurch gekennzeichnet, dass** die verlustfreie Anpassungsschaltung (18) zur Transformation des niederohmigen Impedanzniveaus Z_0 in den hochohmig reellen Eingangswiderstand (43) in beiden Ausgangszweigen (T2, T3) des Verteil- und Phasenschiebernetzwerks (8) jeweils im Wesentlichen durch eine $\lambda/4$ -Transformationsleitung (12) und einer Serienschaltung aus einer Induktivität (27a, 27b) und einer Kapazität (28a, 28b) zur Feineinstellung des hochohmig reellen Eingangswiderstands (43) der Tore T2 und T3 gebildet ist.
15. Antennenanordnung, bei der mehrere jeweils einem Frequenzband zugeordnete Antennen nach zumindest einem der vorstehenden Ansprüche vorgesehen sind, deren Ringleitungsstrahler (2) konzentrisch zueinander in der Weise angeordnet sind, dass der Ringleitungsstrahler (2) für das in der Frequenz höchste Frequenzband zuinnerst angeordnet ist und jeder weitere Ringleitungsstrahler (2) einen Ringleitungsstrahler für das nächst höhere Frequenzband umringt.

Claims

1. An antenna (1) for the reception of circularly polarized satellite radio signals, comprising at least one conductor loop arranged above a conductive base surface (6); and an arrangement connected to an antenna connection point (5) for the electromagnetic excitation (3) of the conductor loop, comprising the following features:
- the conductor loop is designed as a ring line radiator (2) by a polygonal or circular closed ring line (14) extending at a height $h < 0.15$ of the free-space wavelength λ above the conductive

base surface (6),

- the ring line radiator (2) forms a resonance structure and can be excited by the electromagnetic excitation (3) such that the current distribution of a running line wave in a single revolving direction is adopted on the ring line (14), the phase difference of said line wave over one revolution amounting to just 2π ,
- vertical resonance radiators (4) which are galvanically coupled to the ring line radiator (2) at ring line coupling points (7, 7a, 7b, 7c, 7d) and which extend toward the conductive base surface (6) are present distributed at the periphery of the ring line radiator (2),
- at least one distribution and phase shifter network (8) is present which has one gate T1 coupled at the input side to the antenna connection point (5) and two gates T2, T3 whose transmission coefficients S_{12} and S_{13} differ from one another by a phase angle $\Delta\Phi$,

comprising the following features:

- the periphery (L) of the ring line (14) is shorter than the free-space wavelength λ ,
- at least three vertical radiators (4, 4a, 4b, 4c,...) are present which are coupled to the base surface (6), by which a resonance is produced, via reactance circuits (13) having a capacitive reactance X,
- each of the gates T2, T3 is coupled to a respective ring line coupling point (7, 7a, 7b),
- **characterized in that**

the input resistance of each of the gates T2, T3 of the distribution and phase shifter network (8) for the electromagnetic excitation of the line wave on the ring line (14) is a real resistance (43) in each case.

2. An antenna (1) according to claim 1, **characterized in that** two of the vertical resonance radiators (4a, 4b) are associated with the distribution and phase shifter network (8) as vertical resonant excitation radiators (10a, 10b) such that each of the gates T2, T3 of the distribution and phase shifter network (8) is coupled via a respective one of the two vertical resonant excitation radiators (10a, 10b) to its ring line coupling point (7a, 7b) and the other vertical resonance radiators (4c, 4d,...) act as passive vertical resonance radiators (9a, 9b, etc.).
3. An antenna (1) according to claim 2, **characterized in that** each of the gates T2, T3 is in each case connected directly via one of the vertical resonant excitation radiators (10a, 10b) to its ring line coupling point (7a, 7b) and the input resistance of the gates T2, T3 is

real with high impedance between 300 ohms and 500 ohms such that there is resistance matching between said input resistance and a high-impedance resonance resistance of the ring line radiator (2).

4. An antenna (1) according to least one of the claims 1 to 3,

characterized in that,

in the distribution and phase shifter network (8), a distribution network (16) and a phase rotation element (17) connected downstream in one of its output branches are present which are both designed for a low-impedance impedance level Z_0 and, in each of the two output branches, a lossless matching circuit (18) is present for transforming the low-impedance impedance level Z_0 into an input resistance of the gates T2, T3 that is real with high impedance between 300 ohms and 500 ohms for matching to a high-impedance resonance resistance of the ring line radiator (2).

5. An antenna (1) according to at least one of the claims 2 to 4,

characterized in that

the reactance circuit (13) with which each of the passive vertical resonance radiators (9, 9a, 9b) and also each of the vertical resonant excitation radiators (10a, 10b) is coupled to the base surface (6) is in each case formed by a capacitor (28).

6. An antenna (1) according to at least one of the claims 2 to 5,

characterized in that

the reactance circuit (13) with which the vertical resonant excitation radiators (10a, 10b) are coupled to the base surface (6) is in each case formed as a serial connection of a first reactance circuit (20a, 20b) and a second reactance circuit (21a, 21b) with a connection point (19) which connects them and to which a respective one of the gates T2, T3 is connected.

7. An antenna (1) according to claim 6,

characterized in that

the reactance circuit (13) with which the vertical resonant excitation radiators (10a, 10b) are coupled to the base surface (6) and the first reactance circuit (20a, 20b) of each vertical resonant excitation radiator (10a, 10b) are formed by a first capacitor (22a, 22b) and the second reactance circuit (21a, 21b) is formed by a second capacitor (23a, 23b) and the size and the ratio of the first and the second capacitor are each selected such that resistance matching is in each case provided between the high-impedance resonance resistance of the ring line radiator (2) and a lower-impedance real input resistance of the gates T2, T3.

8. An antenna (1) according to at least one of the claims 6 to 7,

characterized in that

the reactance circuits (13c, etc.) with which the passive vertical resonance radiators (9c, etc.) are coupled to the electrically conductive base surface (6) are each formed from the serial connection of a capacitor (28) and a parallel oscillating circuit - consisting of a parallel capacitor (45) and a parallel inductor (46) - and the first reactance circuit (20a, 20b) of the vertical resonant excitation radiators (10a, 10b) is in each case formed as a first capacitor (22a, 22b) and the second reactance circuit (21a, 21b) of said vertical resonant excitation radiators (10a, 10b) is in each case designed as a parallel oscillating circuit - consisting of a second capacitor (23a, 23b) and a parallel inductor (46a, 46b) - and the resonant frequency of all the parallel oscillating circuits is in each case selected in the frequency range between the upper frequency band L1 and the lower frequency band L2 such that the reactance of the resonant circuits is capacitive in the frequency band L1 and inductive in the frequency band L2.

9. An antenna (1) according to claim 8,

characterized in that

a respective further parallel resonant circuit (44) is, however, connected in series between the capacitor (28) and the parallel oscillating circuit, consisting of the parallel capacitor (45) and the parallel inductor (46), of the reactance circuits (13c, etc.) of the passive vertical resonance radiators (9c, etc.) and a respective further parallel resonant circuit (44a, 44b) is likewise connected downstream of the first capacitor (22a, 22b) in the first reactance circuit (20a, 20b) of the vertical resonant excitation radiators (10a, 10b) toward the connection point (19a, 19b) and the parallel oscillating circuits in the first reactance circuit (20a, 20b) and the second reactance circuit (21a, 21b) of the vertical resonant excitation radiators (10a, 10b) are matched such that the reactance (X_a , X_b) in both frequency bands L1, L2 is capacitive in each case and their ratio to one another is present in accordance with the optimal dimension (topt) for matching and the reactance circuits (13c, etc.) of the passive vertical resonant radiators (9c, etc.) and the vertical resonant excitation radiators (10a, 10b) are matched to one another with respect to their frequency behavior.

10. An antenna (1) according to claim 8 or 9,

characterized in that

the first capacitor (22a, 22b) of the first reactance circuit (20a, 20b) of the vertical resonant excitation radiators (10a, 10b) and the capacitors (28) in the reactance circuits (13c, etc.) of the passive vertical resonance radiators (9c, etc.) are formed such that all the vertical resonance radiators (4a, 4b, 4c, 4d)

are formed into individually designed areal capacitor electrodes (32a, 32b, 32c, 32d) at their lower ends; **in that** the capacitors (22a, 22b, 28) are designed for coupling the passive vertical resonance radiators (9c, 9d, etc.) to the electrically conductive base surface (6) by interposing a dielectric board (33) between the areal capacitor electrodes (32a, 32b, 32c, 32d) and the electrically conductive base surface (6) designed as an electrically conductively coated circuit board (35); and **in that**, for the capacitive coupling of the vertical resonant excitation radiators (10a, 10b) on the electrically conductive base surface (6), a respective areal counter-electrode (34) insulated from the conductive layer of the coated circuit board (35) is designed for connecting the second reactance circuit (21a, 21b).

11. An antenna (1) according to at least one of the claims 1 to 10,

characterized in that

a total of three vertical resonance radiators (4a, 4b) having azimuthally uniformly distributed ring line coupling points (7) are present, of which two are excited as vertical resonant excitation radiators (10a, 10b) via the gates T2, T3 of a distribution and phase shifter network (8) whose phase angle is $\Delta\Phi = 120$ degrees.

12. An antenna (1) according to at least one of the claims 1 to 10,

characterized in that

the ring line (14) is designed as square with four ring line coupling points at the corners and four vertical resonance radiators (4a, 4b, 4c, 4d) having azimuthally equally long ring line sections (30a, 30b) are present, of which two azimuthally consecutive ones are excited as vertical resonant excitation radiators (10a, 10b) via the gates T2, T3 of a distribution and phase shifter network (8) whose phase angle is $\Delta\Phi = 90$ degrees.

13. An antenna (1) according to claim 12,

characterized in that

the distribution and phase shifter network (8) includes a hybrid ring (38) for a phase shift by the phase angle $\Delta\Phi = 90^\circ$, which hybrid ring, in addition to the two gates T2 and T3, has a fourth gate T4 which is terminated with an ohmic terminal resistance (40) and which is decoupled from the gate T1 when the gates T2 and T3 are terminated with the correct wave impedance.

14. An antenna (1) according to claim 4,

characterized in that

the lossless matching circuit (18) for transforming the low-impedance impedance level Z0 into the high-impedance real input resistance (43) is formed in both output branches (T2, T3) of the distribution and

phase shifter network (8), in each case substantially by a $\lambda/4$ transformation line (12) and a serial connection of an inductor (27a, 27b) and a capacitor (28a, 28b) for a fine adjustment of the high-impedance real input resistance (43) of the gates T2 and T3.

15. An antenna arrangement in which a plurality of antennas according to at least one of the preceding claims are provided which are each associated with a frequency band and whose ring line radiators (2) are arranged concentrically to one another such that the ring line radiator (2) for the frequency band with the highest frequency is arranged at the innermost point and each further ring line radiator (2) surrounds a ring line radiator for the next higher frequency band.

Revendications

1. Antenne (1) pour la réception de signaux radio de satellite à polarisation circulaire, comprenant au moins une boucle conductrice disposée au-dessus d'une surface de base conductrice (6), comprenant un ensemble (3) d'excitation électromagnétique de la boucle conductrice, relié à un point de branchement d'antenne (5), présentant les éléments techniques suivants :

- la boucle conductrice est conçue sous la forme d'un émetteur à ligne annulaire (2) par une ligne annulaire fermée (14) polygonale ou circulaire s'étendant à une hauteur $h < 0,15$ de la longueur d'onde en espace libre λ au-dessus de la surface de base conductrice (6),

- l'émetteur à ligne annulaire (2) constitue une structure de résonance et est susceptible d'être excité par l'excitation électromagnétique (3) de telle sorte que la distribution électrique d'une onde continue s'établit dans une direction de circulation unique sur la ligne annulaire (14), dont la différence de phase sur une révolution correspond exactement à 2π ,

- il existe des émetteurs résonnants verticaux (4) répartis sur la périphérie de l'émetteur à ligne annulaire (2), couplés par voie galvanique à l'émetteur à ligne annulaire (2) en des points de couplage de ligne annulaire (7, 7a, 7b, 7c, 7d) et s'étendant vers la surface de base conductrice (6),

- il existe au moins un réseau de distribution et de déphasage (8) avec une porte T1 couplée côté entrée au point de branchement d'antenne (5) et avec deux portes T2, T3 dont les coefficients de transmission S_{12} et S_{13} diffèrent l'un de l'autre d'un angle de phase $\Delta\Phi$,

présentant les éléments techniques suivants :

- le pourtour (L) de la ligne annulaire (14) est plus court que la longueur d'onde en espace libre λ ,
- il existe au moins trois émetteurs verticaux (4, 4a, 4b, 4c, ...) qui sont couplés à la surface de base (6) par des circuits de réactance (13) ayant une réactance capacitive X, établissant une résonance,
- chacune des portes T2, T3 est couplée à un point de couplage de ligne annulaire (7, 7a, 7b) respectif,

caractérisée en ce que

la résistance d'entrée de chacune des portes T2, T3 du réseau de distribution et de déphasage (8) pour l'excitation électromagnétique de l'onde sur la ligne annulaire (14) est une résistance réelle (43) respective.

2. Antenne (1) selon la revendication 1, **caractérisée en ce que** deux parmi les émetteurs résonnants verticaux (4a, 4b) sont associés au réseau de distribution et de déphasage (8) en tant qu'émetteurs résonnants verticaux d'excitation (10a, 10b), de telle sorte que chacune des portes T2, T3 du réseau de distribution et de déphasage (8) est couplée respectivement, par l'intermédiaire de l'un des deux émetteurs résonnants verticaux d'excitation (10a, 10b), à son point de couplage de ligne annulaire (7a, 7b), et les autres émetteurs résonnants verticaux (4c, 4d, ...) agissent comme des émetteurs résonnants verticaux passifs (9a, 9b, etc.).
3. Antenne (1) selon la revendication 2, **caractérisée en ce que** chacune des portes T2, T3 est reliée respectivement, par l'intermédiaire de l'un des émetteurs résonnants verticaux d'excitation (10a, 10b), directement à son point de couplage de ligne annulaire (7a, 7b), et la résistance d'entrée des portes T2, T3 est réelle à haute impédance, comprise entre 300 ohms et 500 ohms, de telle sorte qu'il existe une adaptation de résistance entre celle-ci et une résistance de résonance à haute impédance de l'émetteur à ligne annulaire (2).
4. Antenne (1) selon l'une au moins des revendications 1 à 3, **caractérisée en ce que** dans le réseau de distribution et de déphasage (8), il existe un réseau de distribution (16) et un élément de rotation de phase (17) monté en aval dans l'une de ses branches de sortie, qui sont tous deux conçus pour un niveau d'impédance Z_0 de basse impédance, et dans chacune des deux branches de sortie, il

existe un circuit d'adaptation (18) sans perte pour transformer le niveau d'impédance Z_0 de basse impédance en une résistance d'entrée réelle à haute impédance, comprise entre 300 ohms et 500 ohms, des portes T2, T3 pour l'adaptation à une résistance de résonance à haute impédance de l'émetteur à ligne annulaire (2).

5. Antenne (1) selon l'une au moins des revendications 2 à 4, **caractérisée en ce que** le circuit de réactance (13) avec lequel chacun des émetteurs résonnants verticaux passifs (9, 9a, 9b) et également chacun des émetteurs résonnants verticaux d'excitation (10a, 10b) est couplé à la surface de base (6) est formé par une capacité respective (28).
6. Antenne (1) selon l'une au moins des revendications 2 à 5, **caractérisée en ce que** le circuit de réactance (13) avec lequel les émetteurs résonnants verticaux d'excitation (10a, 10b) sont couplés à la surface de base (6) est formé comme un montage en série respectif constitué d'un premier circuit de réactance (20a, 20b) et d'un deuxième circuit de réactance (21a, 21b) avec un point de liaison (19) reliant ceux-ci, auquel est reliée l'une des portes T2, T3 respectives.
7. Antenne (1) selon la revendication 6, **caractérisée en ce que** le circuit de réactance (13) avec lequel les émetteurs résonnants verticaux d'excitation (10a, 10b) sont couplés à la surface de base (6), et le premier circuit de réactance (20a, 20b) de chaque émetteur résonnant vertical d'excitation (10a, 10b) sont formés par une première capacité (22a, 22b), et le deuxième circuit de réactance (21a, 21b) est formé par une deuxième capacité (23a, 23b), et la taille et le rapport des première et deuxième capacités sont choisis de telle sorte qu'une adaptation de résistance respective s'établit entre la résistance de résonance à haute impédance de l'émetteur à ligne annulaire (2) et une résistance d'entrée réelle, à plus faible impédance, des portes T2, T3.
8. Antenne (1) selon l'une au moins des revendications 6 à 7, **caractérisée en ce que** les circuits de réactance (13c, etc.) avec lesquels les émetteurs résonnants verticaux passifs (9c, etc.) sont couplés à la surface de base électriquement conductrice (6) sont chacun formés par le montage en série d'une capacité (28) et d'un circuit oscillant parallèle - constitué d'une capacité parallèle (45) et d'une inductance parallèle (46) - et le premier circuit

de réactance (20a, 20b) des émetteurs résonnants verticaux d'excitation (10a, 10b) est formé comme une première capacité respective (22a, 22b), et leur deuxième circuit de réactance (21a, 21b) est conçu comme un circuit oscillant parallèle respectif - constitué d'une deuxième capacité (23a, 23b) et d'une inductance parallèle (46a, 46b), et la fréquence de résonance respective de tous les circuits oscillants parallèles est choisie dans la plage de fréquences comprise entre la bande de fréquences supérieure L1 et la bande de fréquences inférieure L2, de telle sorte que la réactance des circuits résonnants est capacitive dans la bande de fréquences L1 et est inductive dans la bande de fréquences L2.

9. Antenne (1) selon la revendication 8, **caractérisée en ce que** cependant, entre la capacité (28) et le circuit résonnant parallèle, constitué de la capacité parallèle (45) et de l'inductance parallèle (46), des circuits de réactance (13c, etc.) des émetteurs résonnants verticaux passifs (9c, etc.), il existe un autre circuit résonnant parallèle respectif (44) monté en série, et un autre circuit résonnant parallèle (44a, 44b) respectif est également monté en aval de la première capacité (22a, 22b) dans le premier circuit de réactance (20a, 20b) des émetteurs résonnants verticaux d'excitation (10a, 10b) vers le point de liaison (19a, 19b), et les circuits oscillants parallèles dans le premier circuit de réactance (20a, 20b) et dans le deuxième circuit de réactance (21a, 21b) des émetteurs résonnants verticaux d'excitation (10a, 10b) sont accordés de telle sorte que la réactance (Xa, Xb) est respectivement capacitive dans les deux bandes de fréquence L1, L2 et que leur rapport mutuel s'établit selon le niveau optimal (topt) d'adaptation et que les circuits de réactance (13c, etc.) des émetteurs résonnants verticaux passifs (9c, etc.) et des émetteurs résonnants verticaux d'excitation (10a, 10b) sont ajustés les uns aux autres en ce qui concerne leur comportement en fréquences.
10. Antenne (1) selon la revendication 8 ou 9, **caractérisée en ce que** la première capacité (22a, 22b) du premier circuit de réactance (20a, 20b) des émetteurs résonnants verticaux d'excitation (10a, 10b) ainsi que les capacités (28) dans les circuits de réactance (13c, etc.) des émetteurs résonnants verticaux passifs (9c, etc.) sont formées de telle sorte que tous les émetteurs résonnants verticaux (4a, 4b, 4c, etc.) sont formés, à leur extrémité inférieure, en électrodes de capacité (32a, 32b, 32c, 32d) planes conçues individuellement, que les capacités (22a, 22b, 28) sont conçues pour coupler les émetteurs résonnants verticaux passifs (9c, 9d, etc.) à la surface de base électriquement conductrice (6) par interposition d'une plaque diélectrique (33) entre les électrodes de capacité pla-

nes (32a, 32b, 32c, 32d) et la surface de base électriquement conductrice (6) réalisée sous forme de plaquette de circuit imprimé (35) revêtue d'un revêtement électriquement conducteur, et que, pour le couplage capacitif des émetteurs résonnants verticaux d'excitation (10a, 10b) sur la surface de base électriquement conductrice (6), une contre-électrode plane (34), isolée de la couche conductrice de la plaquette de circuit imprimé revêtue (35), est respectivement conçue pour le raccordement du deuxième circuit de réactance (21a, 21b).

11. Antenne (1) selon l'une au moins des revendications 1 à 10, **caractérisée en ce que** il existe au total trois émetteurs résonnants verticaux (4a, 4b) avec des points de couplage de ligne annulaire (7) répartis de manière égale en azimut, dont deux sont excités en tant qu'émetteurs résonnants verticaux d'excitation (10a, 10b) via les portes T2, T3 d'un réseau de distribution et de déphasage (8) dont l'angle de phase est $\Delta\Phi = 120$ degrés.
12. Antenne (1) selon l'une au moins des revendications 1 à 10, **caractérisée en ce que** la ligne annulaire (14) est de forme carrée avec quatre points de couplage de ligne annulaire aux sommets, et il existe quatre émetteurs résonnants verticaux (4a, 4b, 4c, 4d) avec des tronçons de ligne annulaire (30a, 30b) de même longueur azimutale, dont deux se succédant en azimut sont excités en tant qu'émetteurs résonnants verticaux d'excitation (10a, 10b) via les portes T2, T3 d'un réseau de distribution et de déphasage (8) dont l'angle de phase est $\Delta\Phi = 90$ degrés.
13. Antenne (1) selon la revendication 12, **caractérisée en ce que** le réseau de distribution et de déphasage (8) comprend, pour un déphasage de l'angle de phase $\Delta\Phi = 90^\circ$, un anneau hybride (38) qui possède, outre les deux portes T2 et T3, une quatrième porte T4 terminée par une résistance ohmique de terminaison (40), qui est découplée de la porte T1 lorsque les portes T2 et T3 sont couplées avec une terminaison adaptée.
14. Antenne (1) selon la revendication 4, **caractérisée en ce que** le circuit d'adaptation sans perte (18) pour transformer le niveau d'impédance Z0 de basse impédance en la résistance d'entrée réelle à haute impédance (43) dans les deux branches de sortie (T2, T3) respectives du réseau de distribution et de déphasage (8) est formé sensiblement par une ligne de transformation $\lambda/4$ (12) et par un montage en série constitué d'une inductance (27a, 27b) et d'une ca-

pacité (28a, 28b) pour le réglage fin de la résistance d'entrée réelle à haute impédance (43) des portes T2 et T3.

15. Ensemble d'antennes, dans lequel il est prévu plusieurs antennes selon l'une au moins des revendications précédentes, affectées chacune à une bande de fréquences, dont les émetteurs à ligne annulaire (2) sont disposés concentriquement les uns par rapport aux autres de telle sorte que l'émetteur à ligne annulaire (2) pour la bande de fréquences la plus élevée en termes de fréquence est disposé le plus à l'intérieur et que chaque autre émetteur à ligne annulaire (2) entoure un émetteur à ligne annulaire pour la bande de fréquences successive supérieure.

20

25

30

35

40

45

50

55

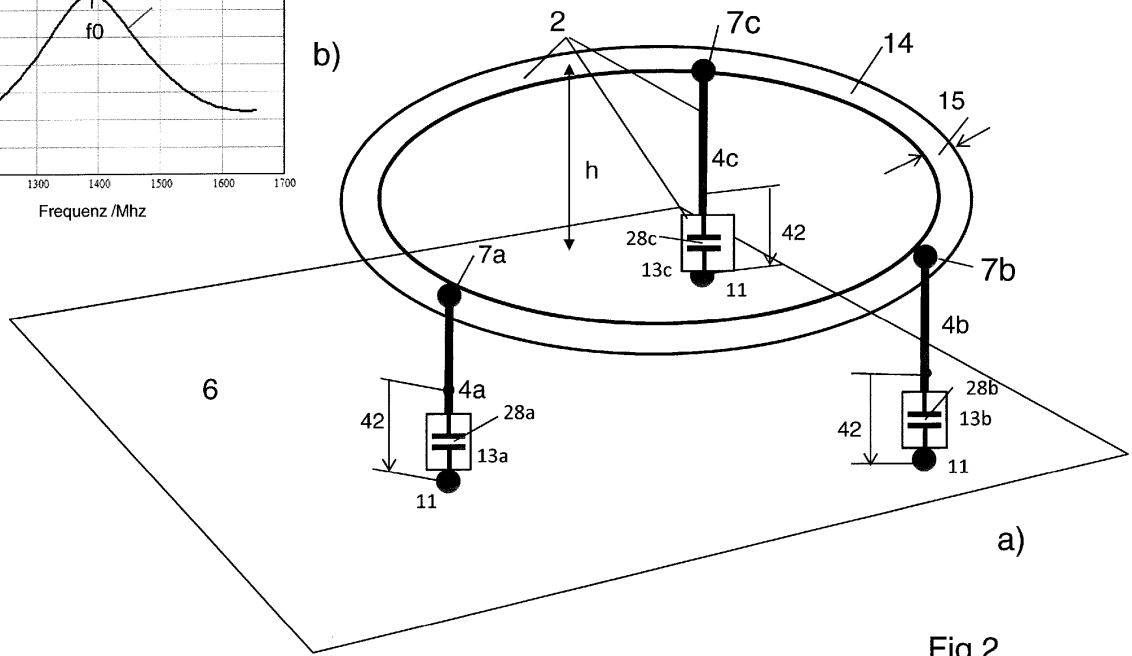
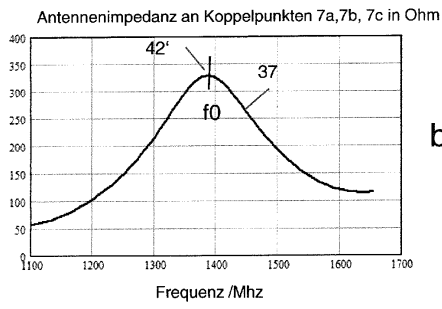


Fig.2

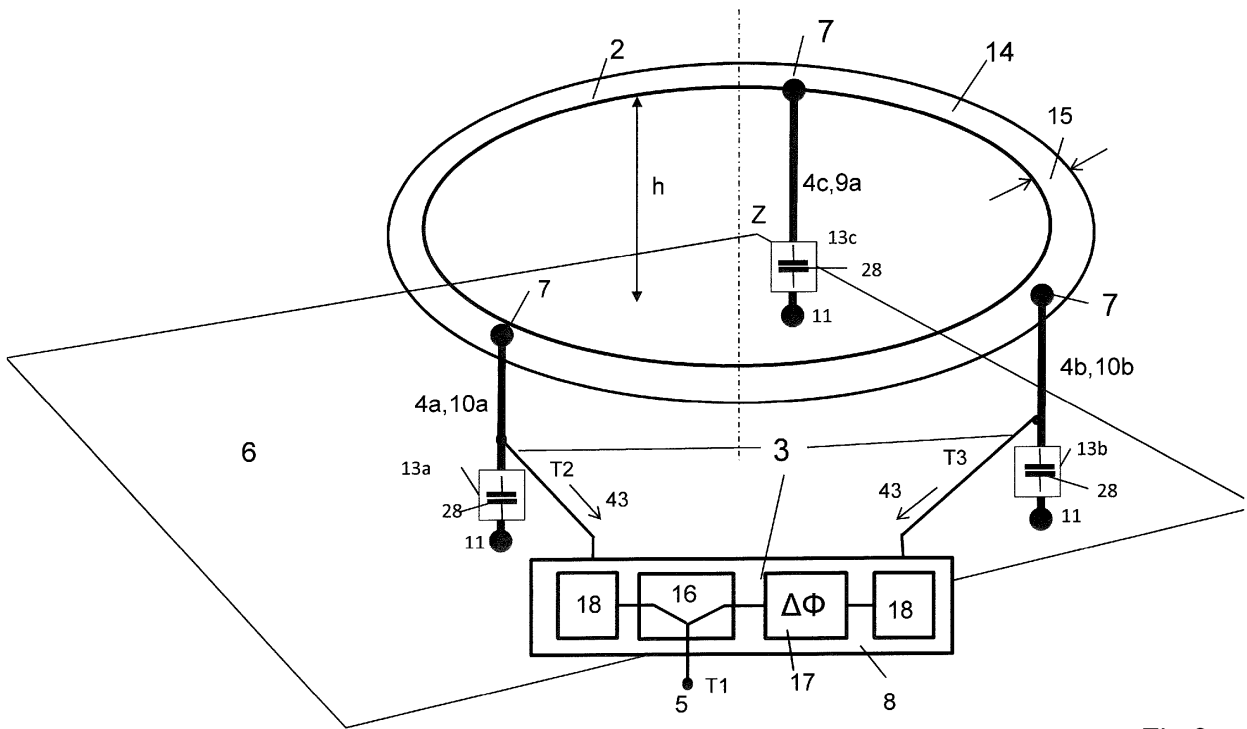


Fig.3

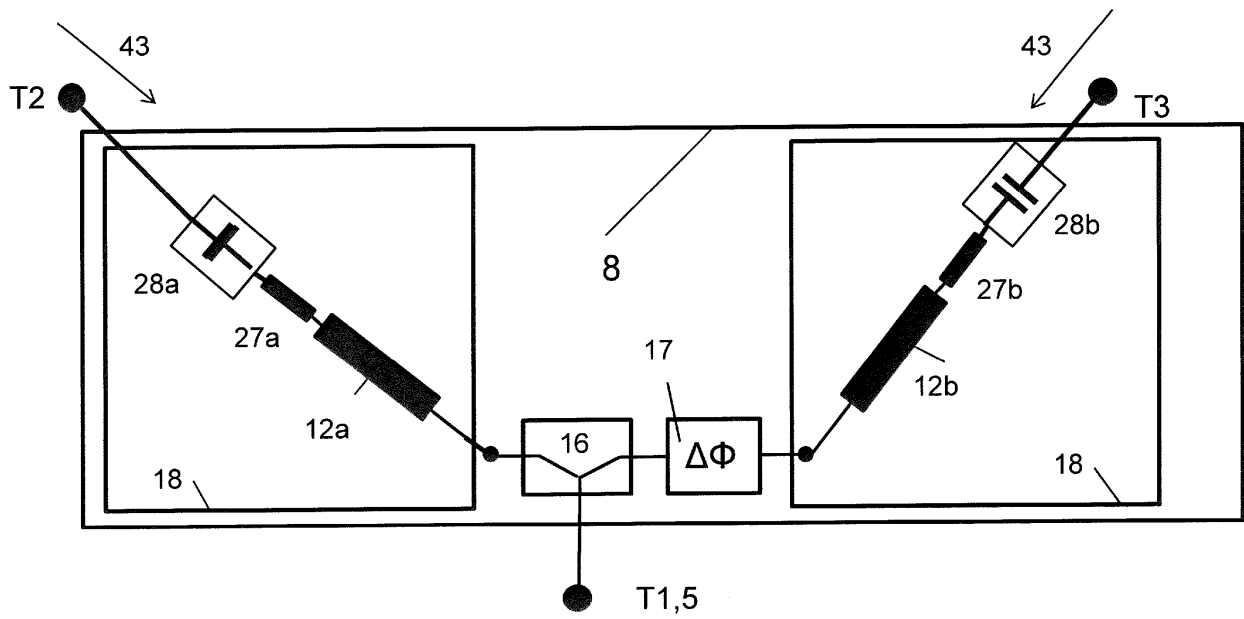


Fig.3a

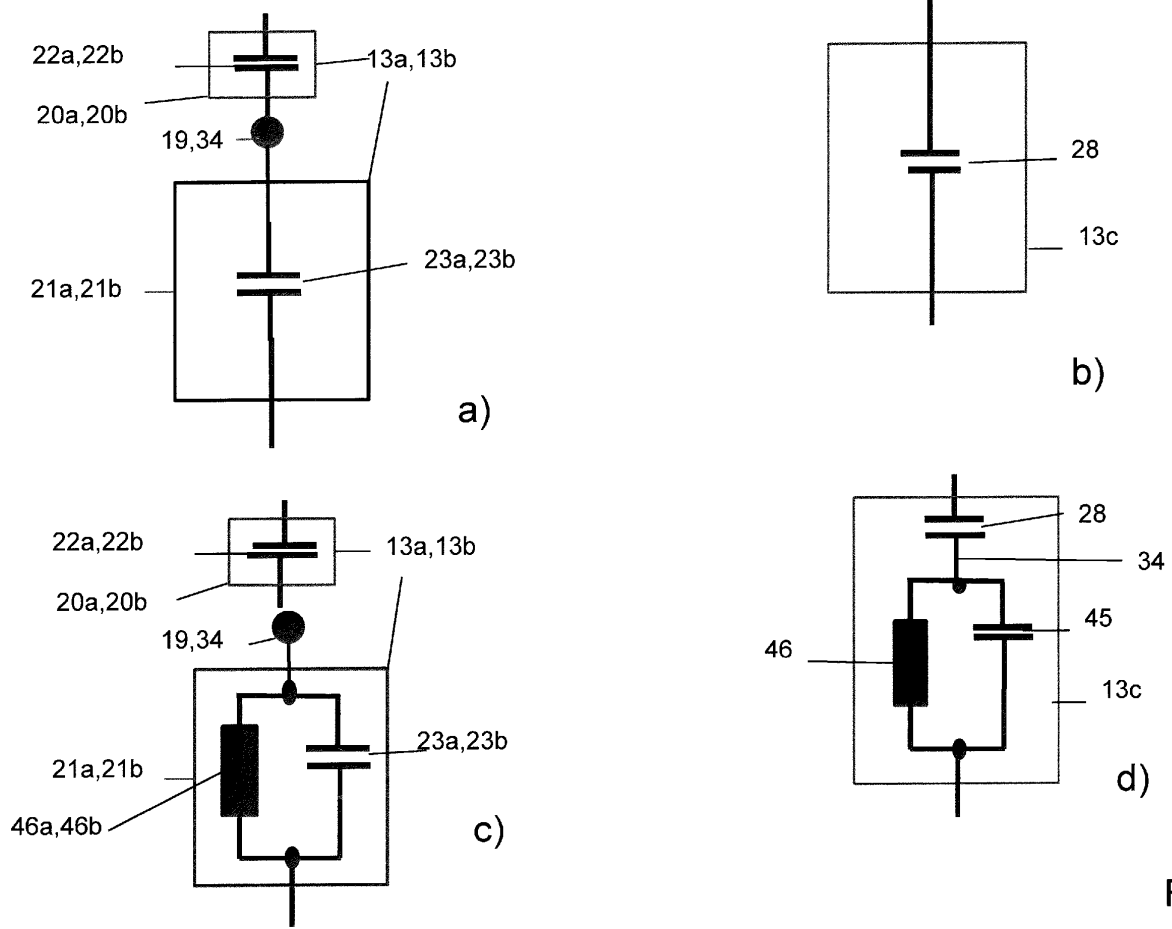


Fig.5

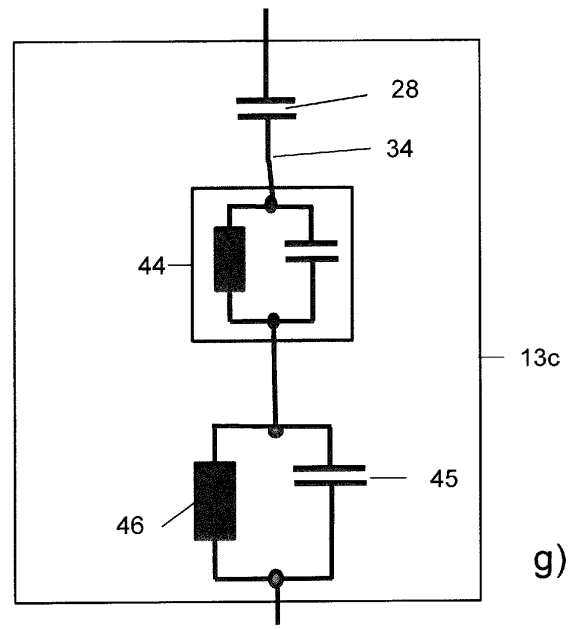
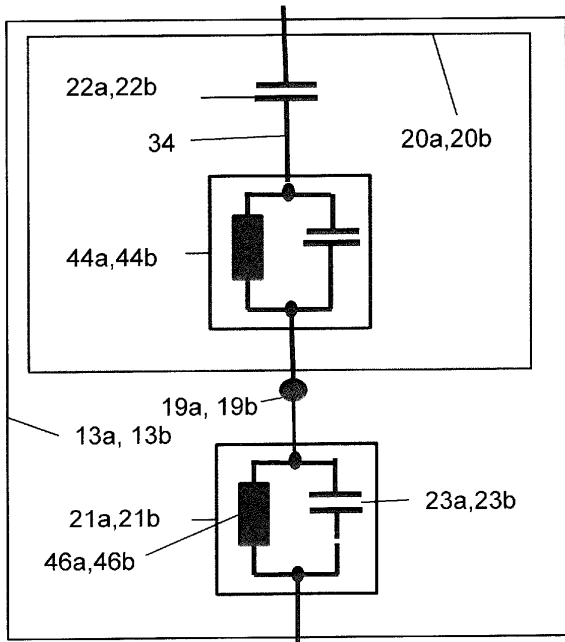
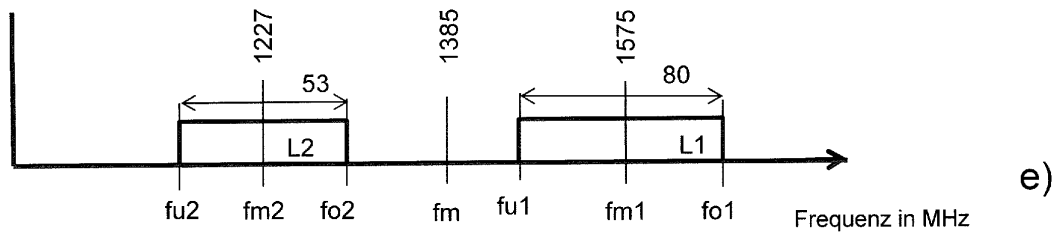
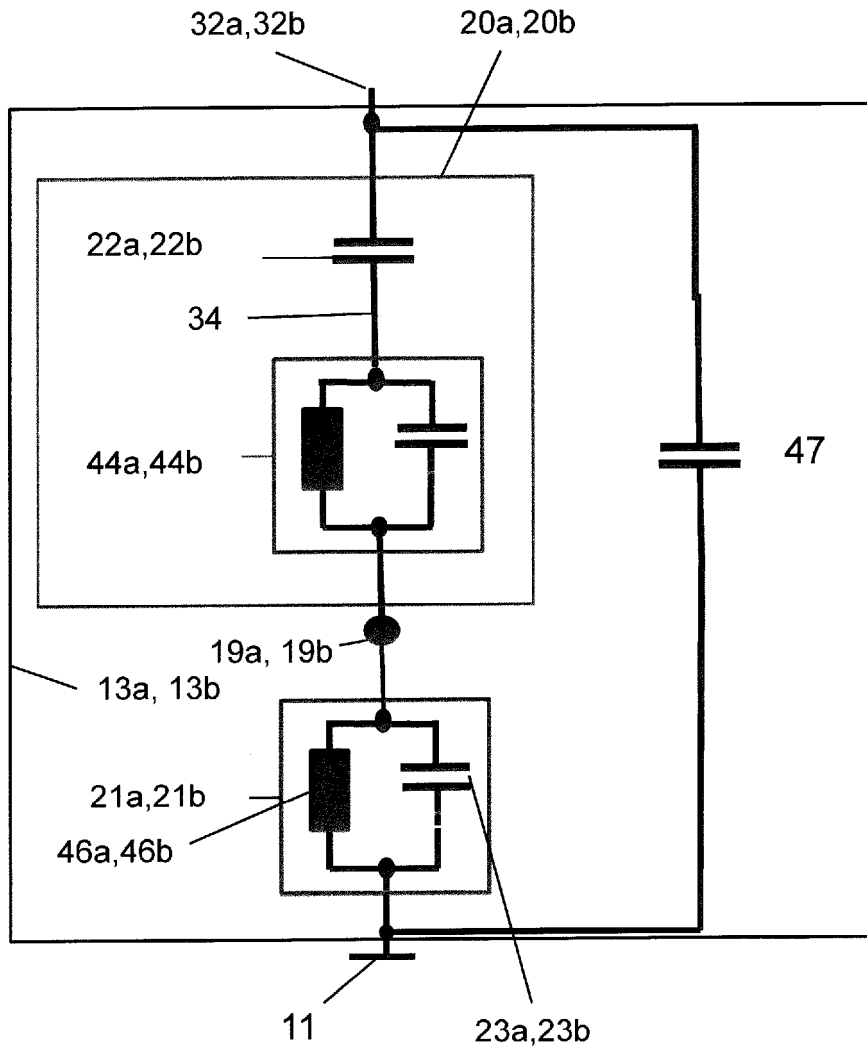
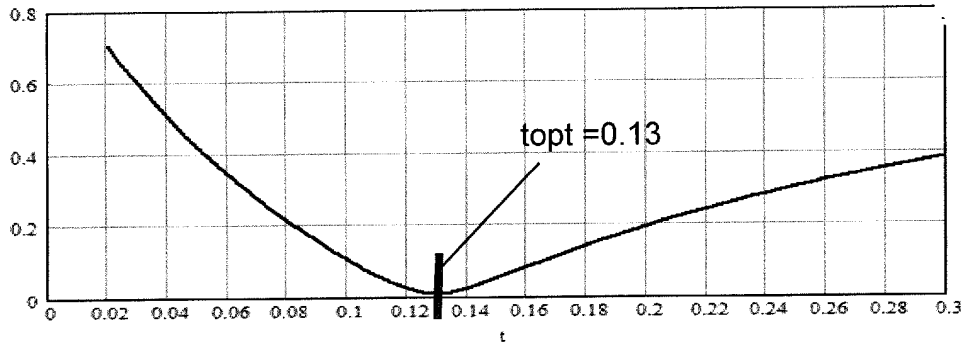


Fig.5

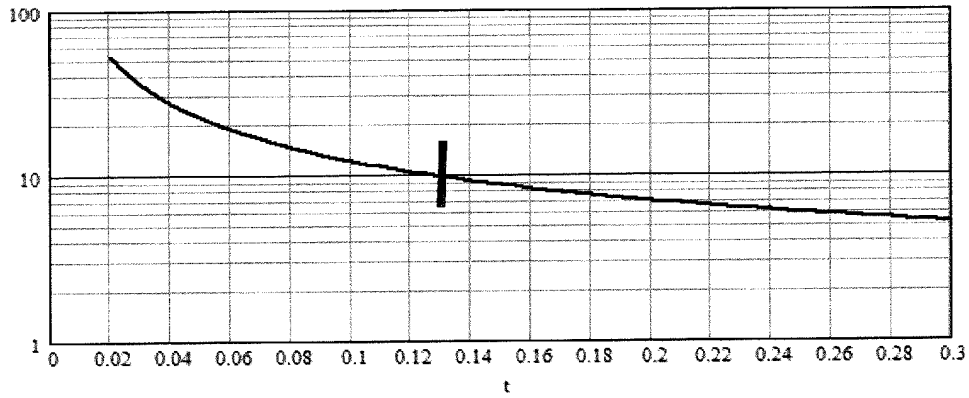


h)

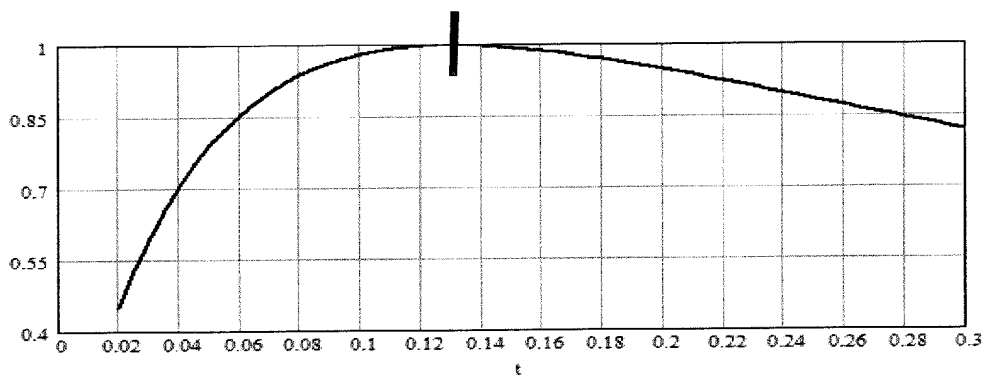
Fig.5



a)



b)



c)

Fig. 6

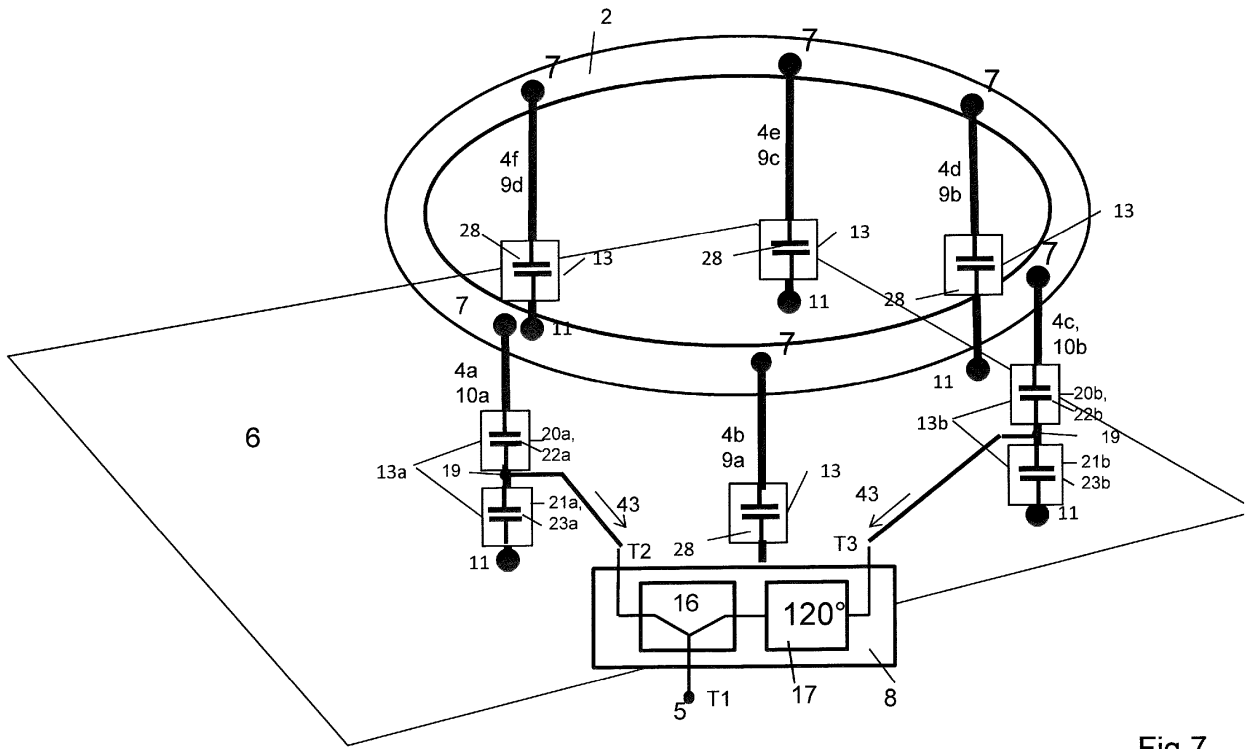


Fig.7

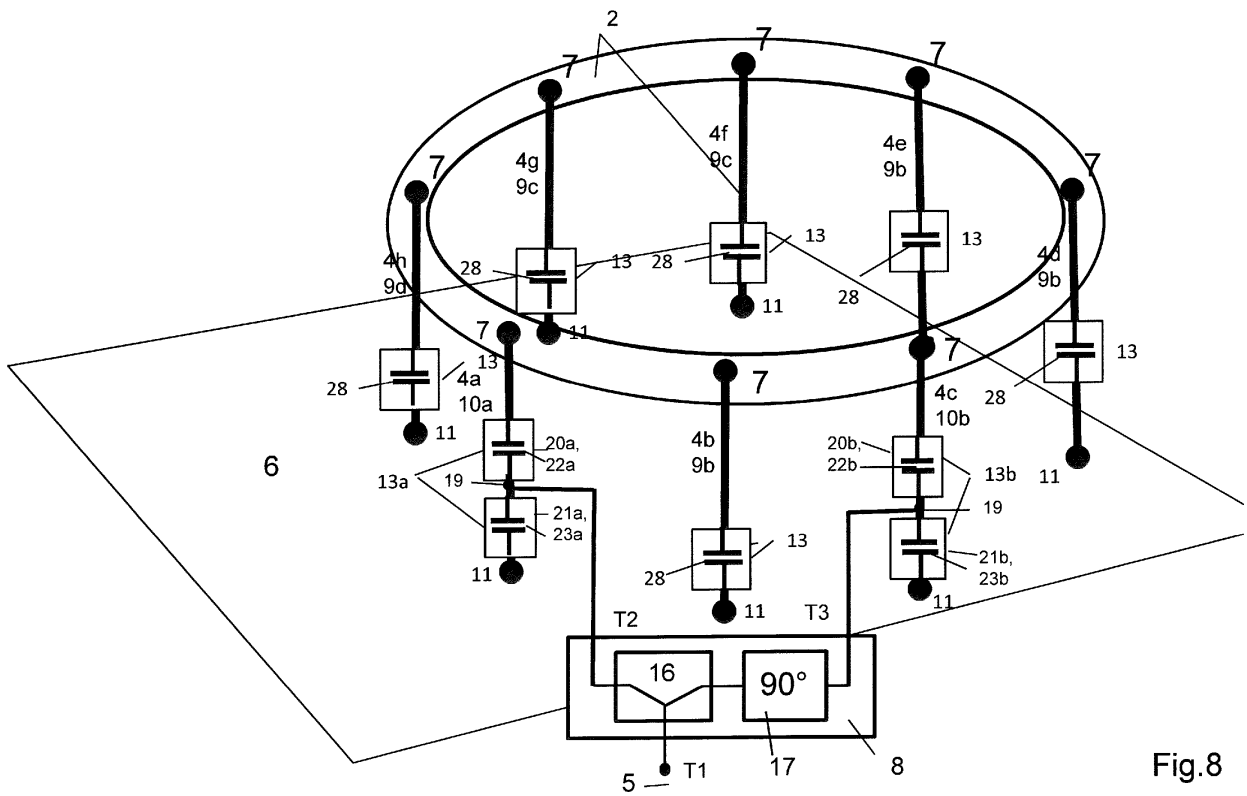


Fig.8

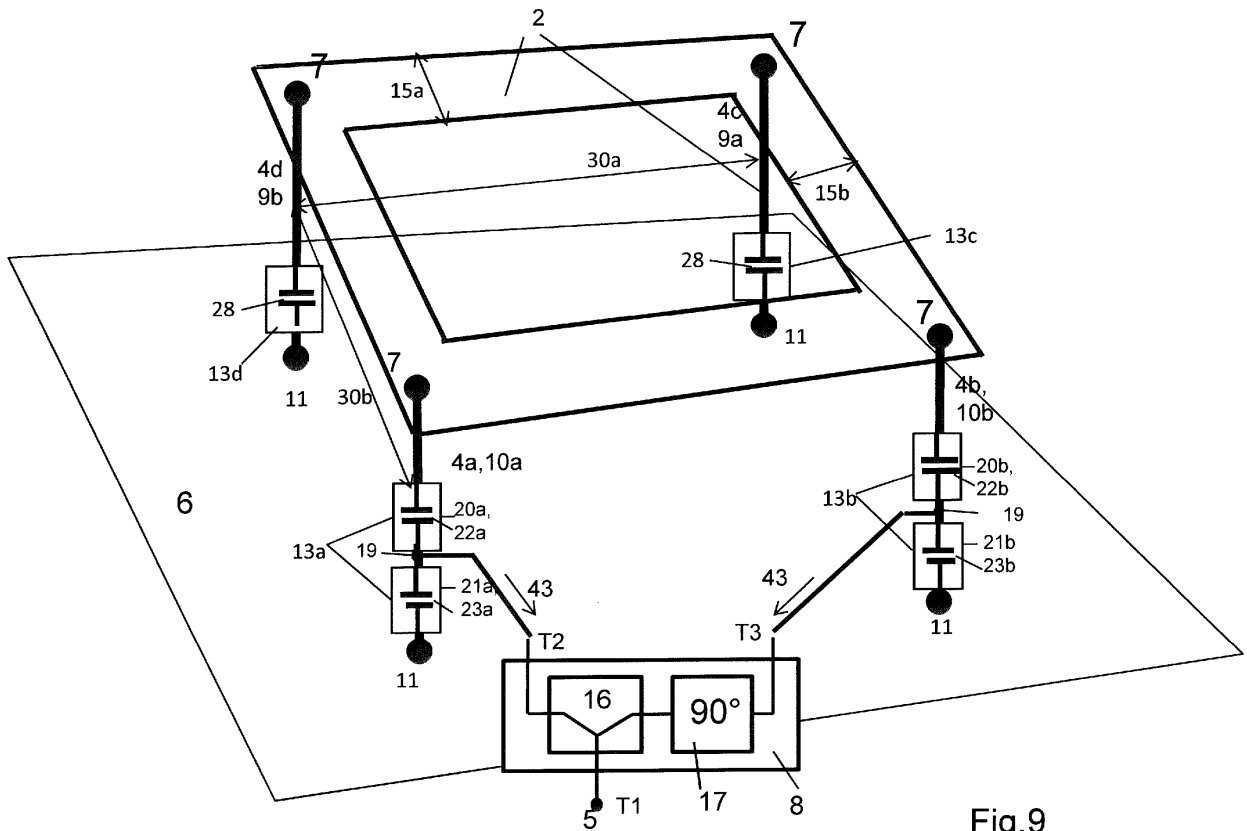


Fig.9

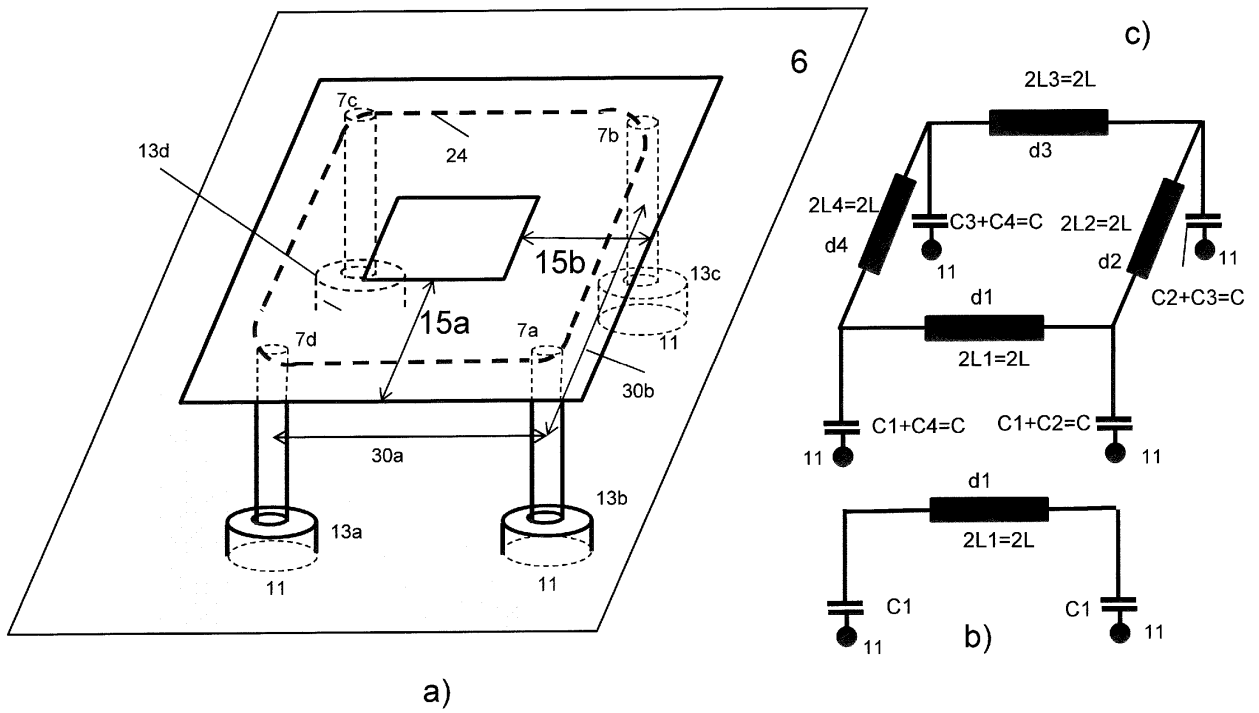
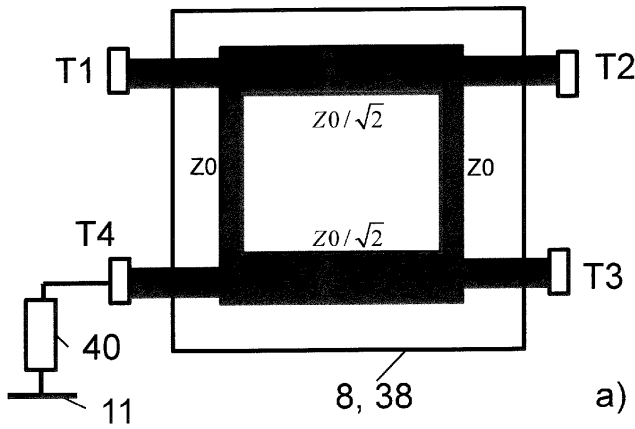


Fig.10

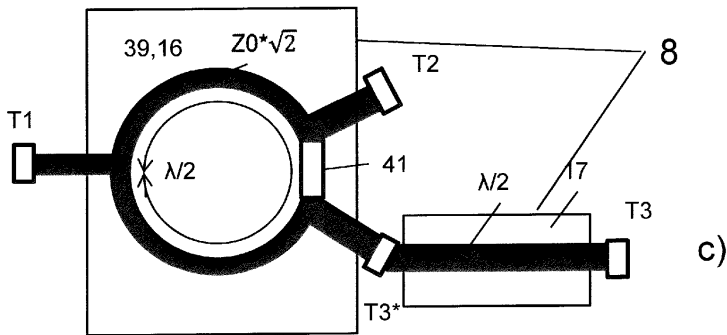


Streumatrix S

$$S = \begin{vmatrix} 0 & -0.707i & -0.707 & 0 \\ -0.707i & 0 & 0 & -0.707 \\ -0.707 & 0 & 0 & -0.707i \\ 0 & -0.707 & -0.707i & 0 \end{vmatrix}$$

a)

b)



c)

Fig.11

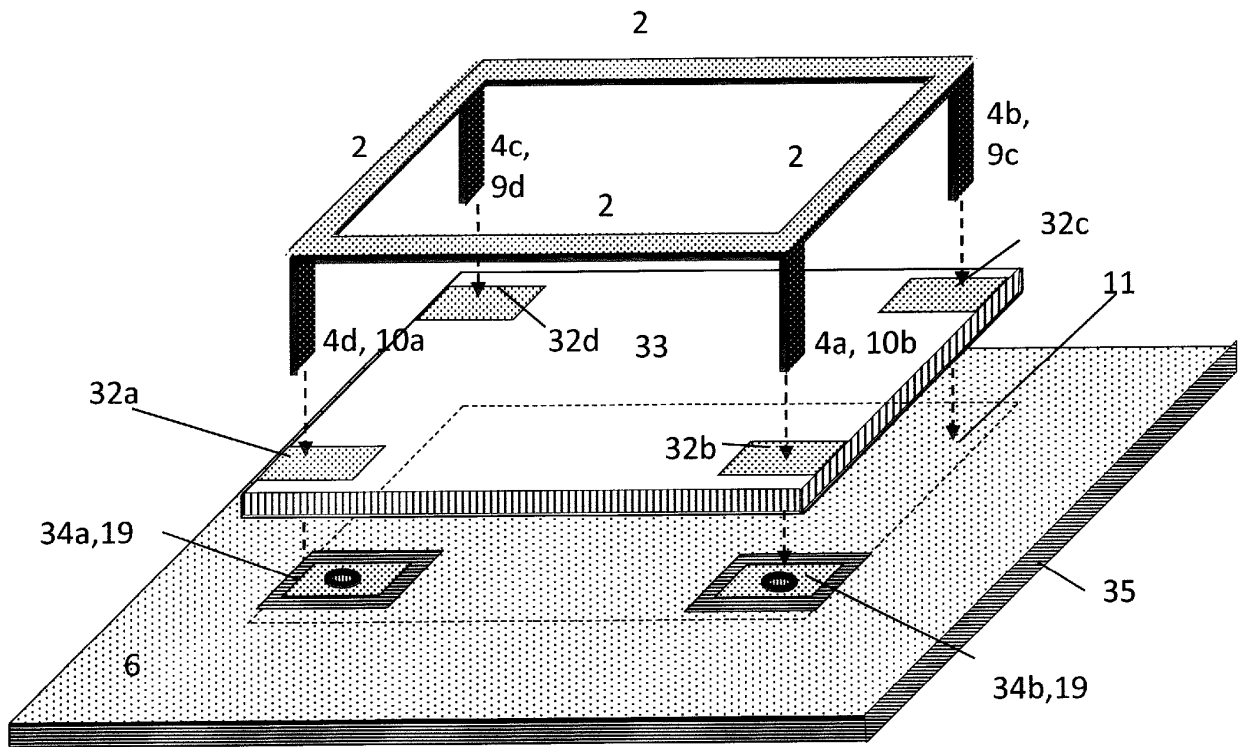


Fig.12

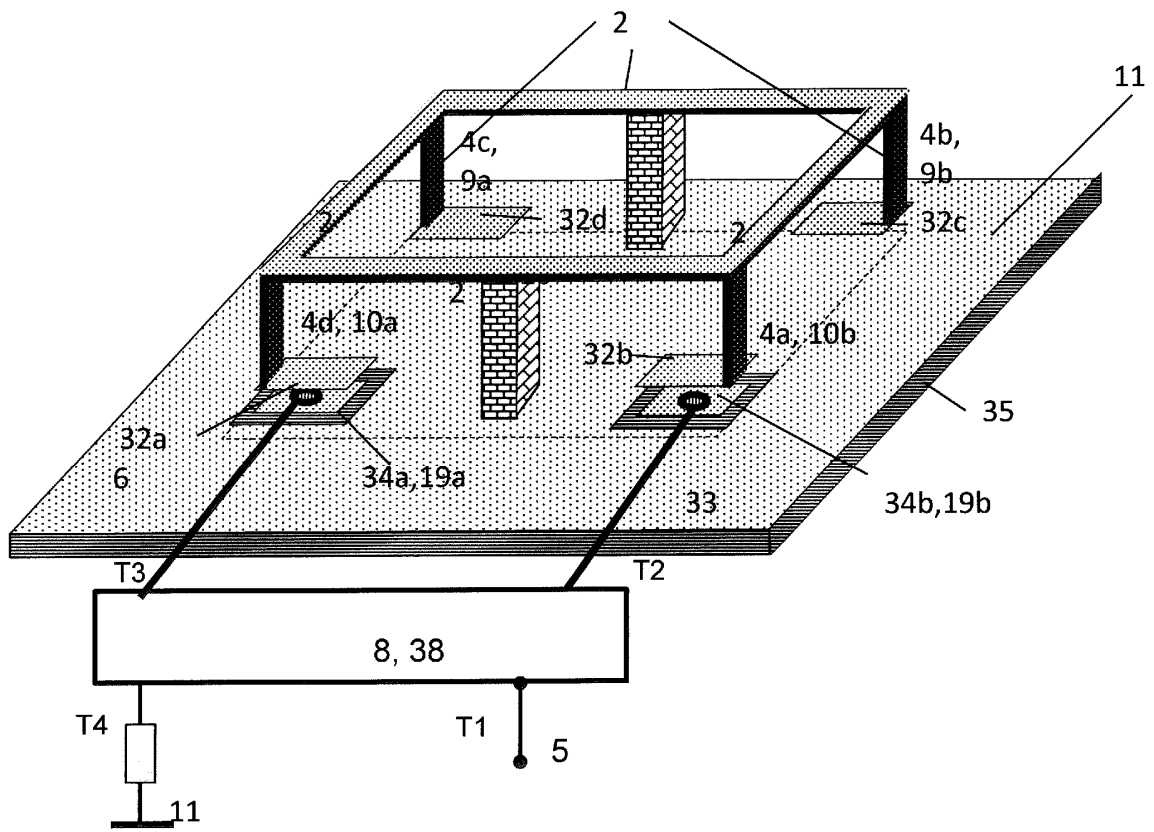


Fig.13a

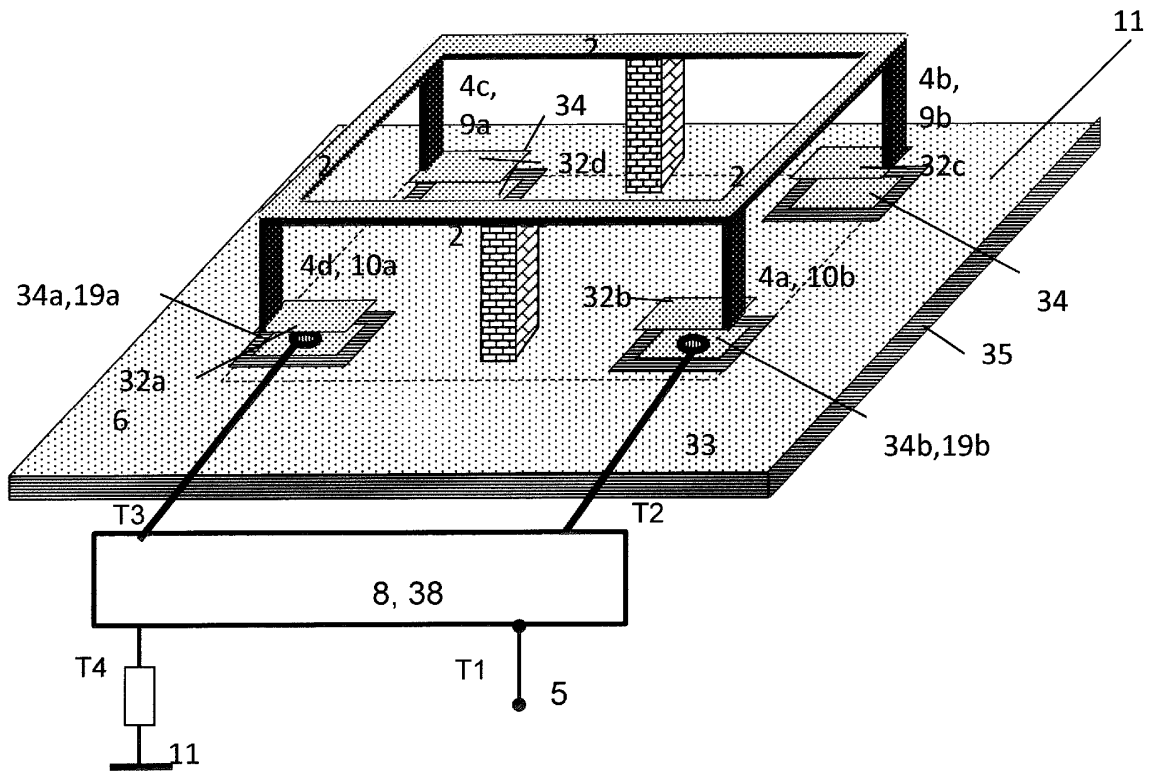


Fig.13b

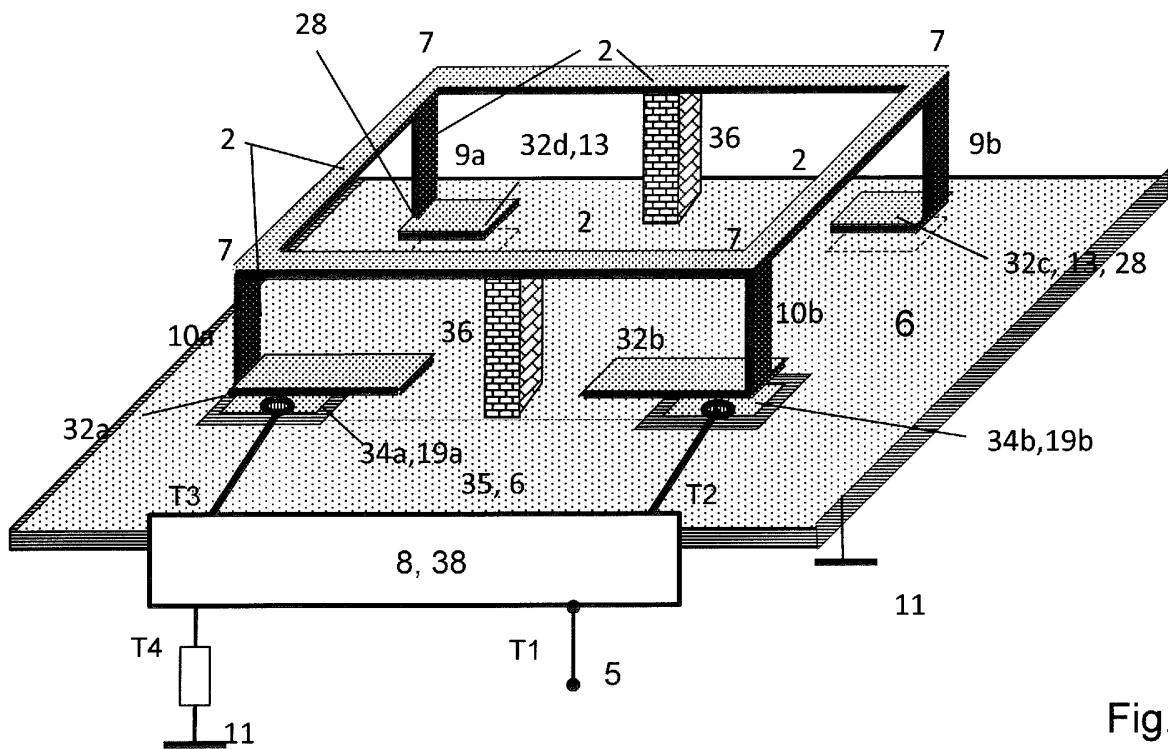


Fig.13c

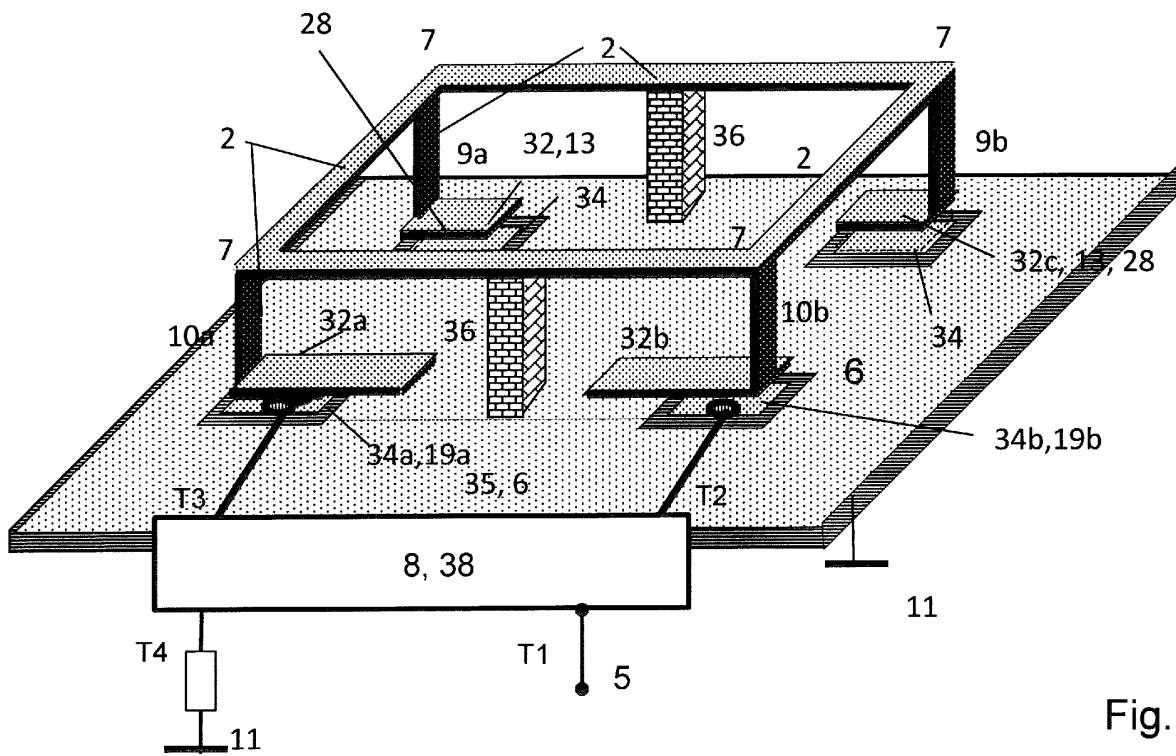


Fig.13d

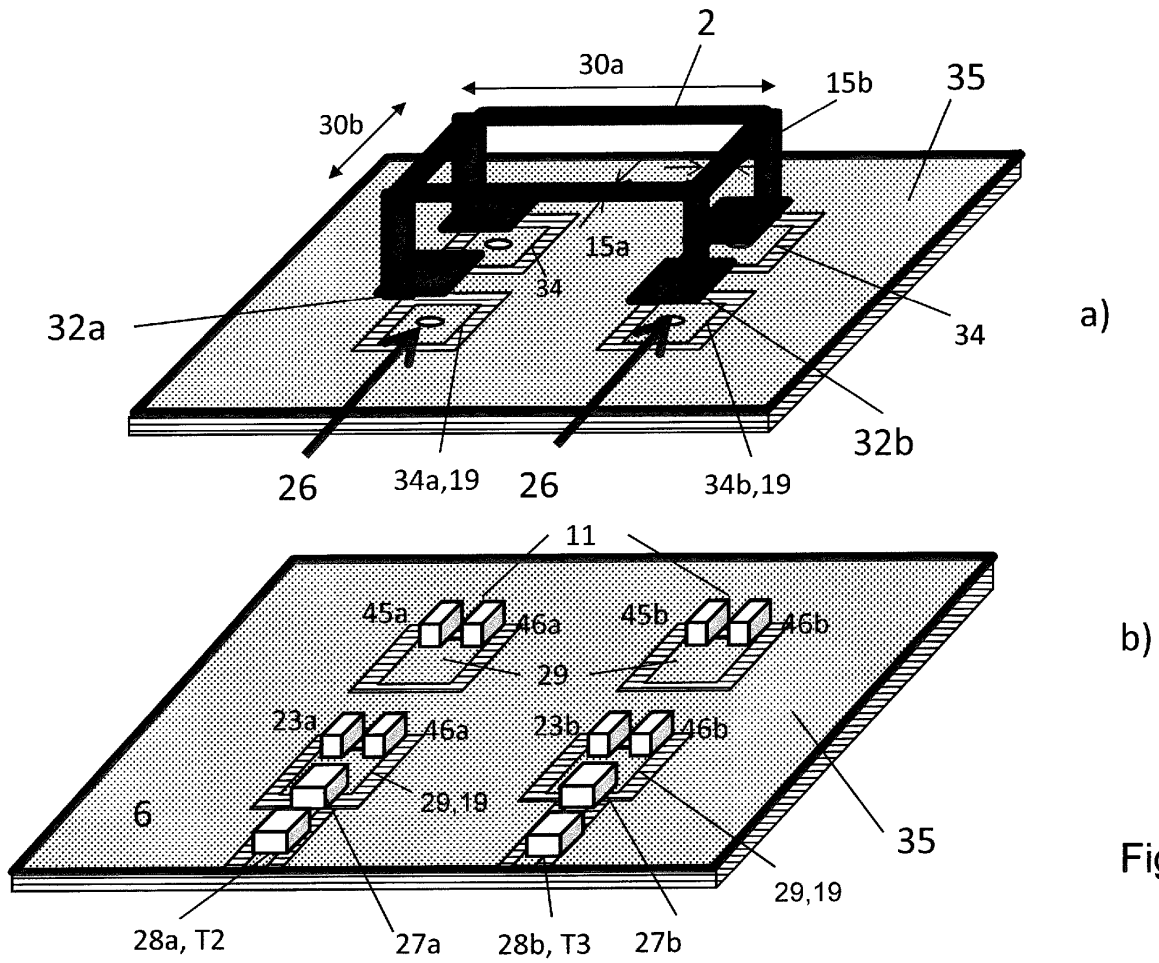


Fig. 14

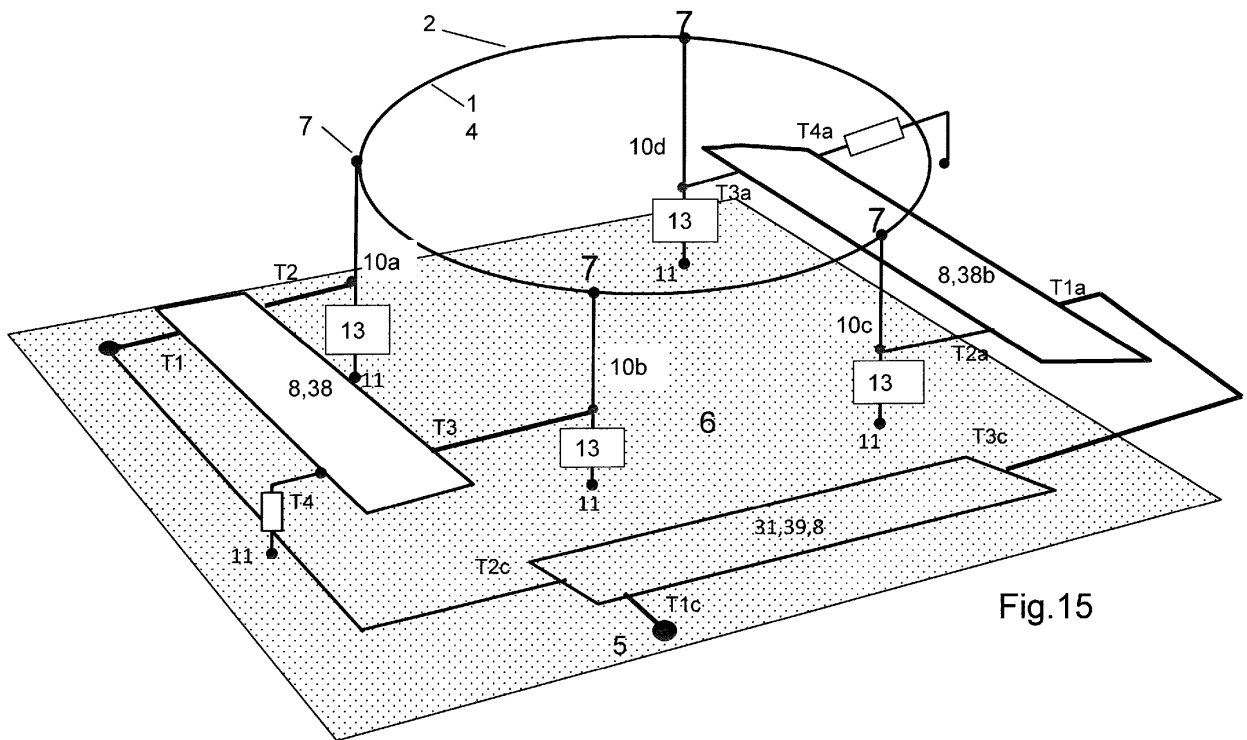


Fig.15

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

- EP 2296227 A2 [0001] [0002] [0004]
- DE 4008505 A [0002]
- US 20140028512 A1 [0005]
- GB 1105354 A [0005]