



(12) **EUROPÄISCHE PATENTSCHRIFT**

(45) Veröffentlichungstag und Bekanntmachung des  
Hinweises auf die Patenterteilung:  
**12.11.2003 Patentblatt 2003/46**

(51) Int Cl.7: **H01Q 9/04**, H01Q 1/24,  
H01Q 13/24

(21) Anmeldenummer: **99204261.4**

(22) Anmeldetag: **09.12.1999**

(54) **Dielektrische Resonatorantenne**

Dielectric resonator antenna

Antenne résonateur diélectrique

(84) Benannte Vertragsstaaten:  
**DE FR GB IT**

(30) Priorität: **18.12.1998 DE 19858799**

(43) Veröffentlichungstag der Anmeldung:  
**28.06.2000 Patentblatt 2000/26**

(73) Patentinhaber:  
• **Philips Intellectual Property & Standards GmbH**  
**20099 Hamburg (DE)**  
Benannte Vertragsstaaten:  
**DE**  
• **Koninklijke Philips Electronics N.V.**  
**5621 BA Eindhoven (NL)**  
Benannte Vertragsstaaten:  
**FR GB IT**

(72) Erfinder:  
• **Porath, Rebekka, Philips Corp. Int. Prop. GmbH.**  
**52064 Aachen (DE)**  
• **Heinrichs, Frank, Philips Corp. Int. Prop. GmbH.**  
**52064 Aachen (DE)**

(74) Vertreter: **Volmer, Georg, Dipl.-Ing. et al**  
**Philips Intellectual Property & Standards GmbH,**  
**Postfach 50 04 42**  
**52088 Aachen (DE)**

(56) Entgegenhaltungen:  
**EP-A- 0 982 799 DE-A- 19 600 516**

- **MONGIA R K ET AL: "Dielectric resonator antennas-a review and general design relations for resonant frequency and bandwidth" INTERNATIONAL JOURNAL OF MICROWAVE AND MILLIMETER-WAVE COMPUTER-AIDED ENGINEERING, JULY 1994, UK, Bd. 4, Nr. 3, Seiten 230-247, XP000886739 ISSN: 1050-1827**
- **MONGIA R K ET AL: "MEASUREMENT OF RADIATION EFFICIENCY OF DIELECTRIC RESONATOR ANTENNAS" IEEE MICROWAVE AND GUIDED WAVE LETTERS,US,IEEE INC, NEW YORK, Bd. 4, Nr. 3, 1. März 1994 (1994-03-01), Seiten 80-82, XP000438190 ISSN: 1051-8207**
- **MONGIA R K: "Dielectric resonator technology for satellite communications" , 1996 ASIA-PACIFIC MICROWAVE CONFERENCE PROCEEDINGS, PROCEEDINGS OF 1996 ASIA-PACIFIC MICROWAVE CONFERENCE (APMC'96), NEW DELHI, INDIA, 17-20 DEC. 1996 , 1996, NEW DELHI, INDIA, R.S. GUPTA, UNIV. DELHI SOUTH CAMPUS, INDIA, PAGE(S) 1003 - 1006 VOL.3 XP000886744 \* das ganze Dokument \***

Anmerkung: Innerhalb von neun Monaten nach der Bekanntmachung des Hinweises auf die Erteilung des europäischen Patents kann jedermann beim Europäischen Patentamt gegen das erteilte europäische Patent Einspruch einlegen. Der Einspruch ist schriftlich einzureichen und zu begründen. Er gilt erst als eingelegt, wenn die Einspruchsgebühr entrichtet worden ist. (Art. 99(1) Europäisches Patentübereinkommen).

## Beschreibung

**[0001]** Die Erfindung bezieht sich auf eine dielektrische Resonatorantenne (DRA).

**[0002]** Weiterhin betrifft die Erfindung noch einen Sender, einen Empfänger sowie ein Mobilfunkgerät mit einer dielektrischen Resonatorantenne.

**[0003]** Dielektrische Resonatorantennen (DRA) sind als miniaturisierte Antennen aus Keramik oder einem anderen Dielektrikum für Mikrowellenfrequenzen bekannt. Ein dielektrischer Resonator, dessen Dielektrikum mit einer Dielektrizitätszahl von  $\epsilon_r \gg 1$  von Luft umgeben ist, besitzt aufgrund der elektromagnetischen Randbedingungen an den Grenzflächen des Dielektrikums ein diskretes Spektrum von Eigenfrequenzen und Eigenmoden. Diese sind definiert durch die spezielle Lösung der elektromagnetischen Gleichungen für das Dielektrikum bei den gegebenen Randbedingungen an den Grenzflächen. Im Gegensatz zu einem Resonator, der bei Vermeidung von Abstrahlungsverlusten eine sehr hohe Güte aufweist, steht bei einer Resonatorantenne die Abstrahlung von Leistung im Vordergrund. Da keine leitenden Strukturen als strahlendes Element verwendet werden, kann sich der Skineffekt nicht negativ auswirken. Daher weisen solche Antennen niedrige ohmsche Verluste bei hohen Frequenzen auf. Durch die Verwendung von Materialien mit hoher Dielektrizitätszahl kann weiterhin ein kompakter, miniaturisierter Aufbau erreicht werden, da für eine vorgewählte Eigenfrequenz (Sende- und Empfangsfrequenz) durch Erhöhung von  $\epsilon_r$  die Abmessungen verkleinert werden können. Die Abmessungen einer DRA gegebener Frequenz sind näherungsweise invers proportional zu  $\sqrt{\epsilon_r}$ . Eine Erhöhung von  $\epsilon_r$  um einen Faktor  $\alpha$  bewirkt bei gleichbleibender Resonanzfrequenz also eine Reduzierung aller Dimensionen um den Faktor  $\sqrt{\alpha}$  und somit des Volumens um einen Faktor  $\alpha^{3/2}$ . Weiterhin muß ein Material für eine DRA eine gute Hochfrequenztauglichkeit, geringe dielektrische Verluste und Temperaturstabilität aufweisen. Das schränkt die verwendbaren Materialien stark ein. Geeignete Materialien besitzen  $\epsilon_r$ -Werte von typischerweise maximal 120.

**[0004]** Neben dieser Begrenzung der Möglichkeit zur Miniaturisierung verschlechtern sich die Strahlungseigenschaften einer DRA mit zunehmendem  $\epsilon_r$ .

**[0005]** In der Figur 1 ist eine solche DR-Antenne 1 in der beispielhaft betrachteten Grundform dargestellt. Neben der Form als Quader sind auch andere Formen möglich, wie zum Beispiel zylinder- oder kugelförmige Geometrien. Dielektrische Resonatorantennen sind resonante Bauteile, die nur in einem schmalen Band um eine ihrer Resonanzfrequenzen (Eigenfrequenzen) arbeiten. Das Problem der Miniaturisierung einer Antenne ist äquivalent dazu, die Arbeitsfrequenz bei gegebenen Antennenabmessungen zu erniedrigen. Deshalb wird die niedrigste Resonanz ( $TE_{111}^2$ -Mode) verwendet. Diese Mode besitzt Symmetrieebenen in ihren elektromagnetischen Feldern, von denen eine mit Symmetrieebene 2 bezeichnet ist. Wenn die Antenne in der Symmetrieebene 2 halbiert und eine elektrisch leitfähige Fläche 3 angebracht wird (beispielsweise eine Metallplatte), bleibt die Resonanzfrequenz gleich der einer Antenne mit den ursprünglichen Abmessungen. Man erhält so eine Struktur, in der sich dieselbe Mode bei derselben Frequenz ausbildet. Diese ist in der Figur 2 dargestellt. Eine weitere Miniaturisierung kann bei dieser Antenne mittels eines Dielektrikums mit hoher Dielektrizitätszahl  $\epsilon_r$  erzielt werden. Dabei wird vorzugsweise ein Material mit geringen dielektrischen Verlusten ausgewählt.

**[0006]** Eine solche dielektrische Resonatorantenne wird in dem Artikel "Dielectric Resonator Antennas - A review and general design relations for resonant frequency and bandwidth", Rajesh K. Mongia und Prakash Barthia, Intern. Journal of Microwave and Millimeterwave Computer-aided Engineering, Vol. 4, No. 3, 1994, Seiten 230-247 beschrieben. Dabei wird ein Überblick über die Moden und die Strahlungscharakteristik für verschiedene Formen, wie zylindrische, kugelförmige und rechteckige DRA's gegeben. Es werden für unterschiedliche Formen die möglichen Moden und Symmetrieebenen gezeigt (siehe Figur 4, 5, 6 und Seite 240, linke Spalte, Zeilen 1-21). In der Figur 9 und der zugehörigen Beschreibung wird insbesondere eine quaderförmige dielektrische Resonatorantenne beschrieben. Mittels einer Metallfläche in der x-z-Ebene bei  $y=0$  oder der y-z-Ebene bei  $x=0$  kann die ursprüngliche Struktur halbiert werden, ohne die Feldverteilung oder andere Resonanzcharakteristika für die  $TE_{111}^2$ -Mode zu verändern (Seite 244, rechte Spalte, Zeilen 1-7). Die DRA wird über eine Zuleitung mit Mikrowellenleistung angeregt, indem sie in das Streufeld in der Nähe einer Mikrowellenleitung (beispielsweise eine Microstripleitung oder das Ende einer Koaxialleitung) eingebracht wird.

**[0007]** Da zwei rechtwinklig zueinander angeordnete Symmetrieebenen existieren, sind die Möglichkeiten zur Miniaturisierung beschränkt. Auf diese Weise kann das Volumen einer DRA bei gleichbleibender Frequenz nur um den Faktor 4 reduziert werden.

**[0008]** Der Artikel "Measurement of Radiation Efficiency of Dielectric Resonator Antennas", R K. Mongia, A. Ittipiboon und M. Cuhaci, IEEE Microwave and Guided Wave Letters, IEEE INC, New York, BD. 4, Nr. 3, 1. März 1994, Seite 80-82 beschreibt die Effizienz einer dielektrischen, auf einer metallischen Ebene angebrachten Resonatorantenne. Dabei zeigen Messergebnisse, dass besonders geringe Leitungsverluste und ein Strahlungswirkungsgrad von über 98% erreicht werden können. Weitere theoretische Annahmen lassen schlussfolgern, dass durch eine Optimierung der Parameter des Resonators der Strahlungswirkungsgrad weiter verbessert werden kann.

**[0009]** Bereits existierende und zukünftige Anwendungen von dielektrischen Resonatoren in der Satelliten-Telekom-

munikation werden in der Veröffentlichung "Dielectric Resonator Technology for Satellite Communications", R.K. Mongia, 1996 Asia-Pacific Microwave Conference Proceedings, New Delhi, India, 17-20 Dec. 1996, R.S. Gupta, Univ. Delhi South Campus, Page 1003-1006, VOL.3 beschrieben. Eine breite Anwendung fanden dielektrische Resonatoren in der Entwicklung von Kanalfiltern für Satelliten-Transponder. Offene dielektrische Resonatoren sind besonders interessant als Antennenelemente, da sie eine geringe Größe, einen hohen Strahlungswirkungsgrad und eine relativ breite Bandbreite aufweisen. Einfache Strahlungsmodelle der untersten Mode der dielektrischen Resonatorantenne werden in der Veröffentlichung erläutert.

**[0010]** In der EP 0 982 799 A wird eine dielektrische Resonatorantenne mit einer elektrisch leitenden Schicht in einer Symmetrieebene offenbart. Um bei einer dielektrischen Resonatorantenne eine bessere Kopplung an eine Zuleitung zu schaffen, wird vorgeschlagen, daß in der Symmetrieebene wenigstens ein, von der elektrisch leitenden Schicht isolierter, elektrischer Kontakt vorgesehen ist, und daß die elektrische Schicht und der elektrische Kontakt zur Verbindung der dielektrischen Resonatorantenne mit wenigstens einer Zuleitung für ein zu sendendes oder zu empfangenes Signal vorgesehen sind. Auf diese Weise entstehen in einer Ebene zwei fest mit der dielektrischen Resonatorantenne verbundene elektrische Kontakte, durch die die Antenne auf einer Platine (PCB) in der bekannten SMD-Technik (Verlöten auf der Oberfläche der Platine) montiert werden kann. Damit wird eine deutlich bessere Einkopplung der Leistung in die Antenne erreicht. Außerdem beschreibt die EP 0 982 799 A noch einen Sender und Empfänger mit einer solchen dielektrischen Resonatorantenne sowie ein Mobilfunkgerät mit einer solchen Antenne.

**[0011]** Die Aufgabe der Erfindung ist es daher, eine dielektrische Resonatorantenne zu schaffen, die bessere Möglichkeiten zur Verkleinerung der Abmessungen bietet.

**[0012]** Diese Aufgabe wird dadurch gelöst, daß eine elektrisch leitende Schicht in wenigstens einer gekrümmten Fläche vorgesehen ist, in der die Tangentialkomponente des elektrischen Feldes einer der dielektrischen Resonatorantenne zugeordneten Eigenmode verschwindet, daß zur Bildung der dielektrischen Resonatorantenne ein Quader aus einem dielektrischen Material mit den Seitenlängen a, b und d in den orthogonalen Richtungen x, y und z vorgesehen ist, und daß eine gekrümmte Fläche der Form

$$\{(x, y(x), z), \quad x \in [0, \frac{a}{2}], \quad z \in [0, d]\} \text{ mit } y(x) = \frac{b}{\pi} \arcsin \left\{ C \left[ \sin \left( x \frac{\pi}{a} \right) \right]^{\frac{2}{C}} \right\}$$

mit der elektrisch leitfähigen Schicht versehen ist, wobei für den Integrationsparameter C gilt:  $0 > C > \infty$ .

**[0013]** Die Antenne kann kugelförmig, quaderförmig oder in einer anderen geometrischen Form sein, die beispielsweise unter Berücksichtigung von herstellungstechnischen oder ästhetischen Vorgaben gewählt wird.

**[0014]** In Abhängigkeit von der Form und den Abmessungen des Volumens des dielektrischen Resonators besitzt die Antenne ein diskretes Spektrum von ausbreitungsfähigen Eigenmoden und Eigenfrequenzen, die durch Lösung der Maxwell-Gleichungen für elektromagnetische Felder bei den gegebenen Randbedingungen bestimmt sind. Daher sind einer gegebenen DR-Antenne stets definierte Eigenmoden zugeordnet. Wenn die niedrigste Mode ( $TE_{111}^z$ -Mode entspricht der kleinsten Resonanz) betrachtet wird, ergeben sich die kleinsten Abmessungen für die DRA. Für die Eigenmoden ergeben sich bestimmte Verteilungen des zugehörigen elektrischen Feldes in der Antenne, dessen Feldvektor an jedem Ort jeweils in eine Tangential- und Normalkomponente aufgeteilt werden kann. Erfindungsgemäß werden solche gekrümmten Flächen mit einer elektrisch leitfähigen Schicht versehen, die durch eine verschwindende Tangentialkomponente des elektrischen Feldes charakterisiert sind. Das bedeutet, daß in diesen gekrümmten Flächen der dielektrischen Resonatorantenne die gleichen Randbedingungen wie bei einem idealen elektrischen Leiter gelten. Die leitende Schicht erhält diese Bedingungen für das elektrische Feld, und damit auch für die zugeordnete Eigenmode. Die elektrisch leitende Schicht in der gekrümmten Fläche erhält man vorzugsweise durch Schneiden der DRA entlang der gekrümmten Fläche und Aufbringen einer Metallisierung (z. B. eine Silberpaste) auf der Schnittfläche. Daher kann das Volumen der DRA erheblich reduziert werden, obgleich sich weiterhin dieselbe Mode bei derselben Frequenz ausbildet. Da mehrere so gekennzeichnete gekrümmte Flächen existieren, kann beispielsweise nach gewünschtem Miniaturisierungsgrad, erforderlicher Bandbreite der entstehenden Antenne und herstellungstechnischen Bedingungen eine besonders vorteilhafte Fläche ausgewählt werden.

**[0015]** Ein rechtwinkliger Quader bildet eine der Grundformen, die für dielektrische Resonatorantennen verwendet werden. Diese Grundform läßt sich besonders gut mittels eines kartesischen Koordinatensystems beschreiben, dessen Nullpunkt vorteilhaft so in einer Ecke des Quaders gewählt wird, daß die Kanten des Quaders auf den x-, y- und z-Achsen liegen und positive Seitenlängen a, b und d entstehen. Dann können die gekrümmten Flächen in besonders einfacher Weise mit der obigen Formel angegeben werden. Dabei gilt die Funktion y(x) jeweils für Kurven in einer Ebene  $z = \text{const.} \in [0, d]$ , so daß gekrümmte Flächen entstehen, die senkrecht auf einer solchen Querschnittsebene stehen. Da es eine Vielzahl solcher gekrümmten Flächen gibt, ist in der Formel ein Parameter C enthalten, der beliebige positive Werte ( $C > 0$ ) annehmen kann.

**[0016]** Bei einer vorteilhaften Weiterbildung der Erfindung ist zur Bildung der gekrümmten Fläche eine solche Fläche

vorgesehen ist, die mittels eines Parameters  $C < 1$  gebildet. Vorteilhaft für die Erfindung ist die Verwendung einer gekrümmten Fläche, die mittels einem Parameter von  $C < 1$  beschrieben wird, weil dann die Aufgabe der Verkleinerung der Abmessungen der dielektrischen Resonatorantenne besonders gut gelöst wird. Damit wird eine erheblich größere Reduzierung des Volumens der dielektrischen Resonatorantenne erreicht, als es ohne elektrisch leitende Schicht in einer gekrümmten Fläche möglich ist. Des weiteren wird die Aufgabe der Erfindung noch durch einen Sender, einen Empfänger und ein Mobilfunkgerät mit einer solchen dielektrischen Resonatorantenne gelöst, in der eine elektrisch leitende Schicht in wenigstens einer gekrümmten Fläche, in der die Tangentialkomponente eines elektrischen Feldes einer der dielektrischen Resonatorantenne zugeordneten Eigenmode verschwindet, vorgesehen ist.

**[0017]** Im folgenden soll ein Ausführungsbeispiel der Erfindung anhand von Zeichnungen näher erläutert werden. Dabei zeigen

Figur 1: eine dielektrische Resonatorantenne,

Figur 2: eine halbierte dielektrische Resonatorantenne mit einer elektrisch leitenden Schicht in einer Symmetrieebene,

Figur 3: eine quaderförmige Grundform der dielektrischen Resonatorantenne mit Seitenlängen  $a$ ,  $b$  und  $d$ ,

Figur 4A: eine Feldverteilung eines elektrischen Feldes einer Eigenmode einer quaderförmigen dielektrischen Resonatorantenne in einer Ebene senkrecht zur kürzesten Seitenlänge,

Figur 4B: eine entlang der Symmetrieebenen der dielektrischen Resonatorantenne verkleinerte Antenne mit der Feldverteilung,

Figur 5: einen Querschnitt durch die verkleinerte dielektrische Resonatorantenne mit gekrümmten Flächen, in denen die Tangentialkomponente des elektrischen Feldes verschwindet,

Figur 6: eine verkleinerte dielektrische Resonatorantenne mit einer Reduzierung des Volumens entlang einer gekrümmten Fläche und

Figur 7: ein vereinfachtes Blockschaltbild eines Mobilfunkgerätes mit Sende- und Empfangspfad und einer dielektrischen Resonatorantenne.

**[0018]** In der Figur 3 ist eine dielektrische Resonatorantenne DRA 1 in einer Grundform mit rechtwinkligen Seitenflächen und Seitenlängen  $a$ ,  $b$  und  $d$  in den Richtungen  $x$ ,  $y$  und  $z$  eines kartesischen Koordinatensystems dargestellt. Die DRA 1 besitzt ein diskretes Spektrum von Eigenfrequenzen, die durch die geometrische Form und die äußeren Abmessungen sowie die durch die relative Dielektrizitätskonstante  $\epsilon_r$  des verwendeten Materials bestimmt sind. Um die DRA 1 als Antenne für eine Mikrowellenleistung bei einer definierten Frequenz verwenden zu können, muß ihre Eigenfrequenz in der Nähe der definierten Frequenz liegen. Im Ausführungsbeispiel ist die DRA 1 für die Zentrumsfrequenz 942.5 MHz des GSM900-Standards als gegebener Frequenz ausgelegt. Als Material wird eine temperaturstabile Keramik verwendet, die typischerweise einen Wert von  $\epsilon_r$  hat. Damit ergeben sich für die quaderförmige DRA 1 die Abmessungen von etwa  $a \approx b \approx 30\text{mm}$  und  $d \approx 5.5\text{mm}$ . Da diese Abmessungen für eine Integration in Geräte der Mobilkommunikation zu groß scheint, wird die DRA 1, wie in den Figuren 4A und 4B dargestellt, verkleinert.

**[0019]** Die Figur 4A zeigt einen Querschnitt durch die quaderförmige DRA 1 in einer Ebene senkrecht zur kürzesten Seitenlänge  $d$ . Die Seitenlängen  $a$  bzw.  $b$  liegen in  $x$ - bzw.  $y$ -Richtung. Dazu ist eine Feldverteilung eines elektrischen Feldes eingezeichnet, das zu der Eigenmode mit der niedrigsten Frequenz der DRA 1 gehört. Deutlich sichtbar weist diese elektrische Feldverteilung bei  $x = a/2$  und  $y = b/2$  zwei senkrecht aufeinander stehende Symmetrieebenen 4 und 5 auf, die im Querschnitt durch unterbrochene Linien gekennzeichnet sind. Die zwei Symmetrieebenen stehen senkrecht auf der Zeichenebene. Schneidet man die DRA 1 längs einer dieser Ebenen und versieht die entstehende Schnittfläche mit einer Metallisierung 6 bzw. 7, so erhält man eine Struktur, in der sich dieselbe Mode bei derselben Frequenz ausbildet. Wendet man dieses Verfahren zweimal an, so erhält man die in der Figur 4B gezeigte, verkleinerte DRA 8. Mittels der bekannten Symmetrieebenen 4 und 5 kann man also das Volumen der DRA 1 bei gleichbleibender Frequenz um den Faktor 4 auf  $a/2 \cdot b/2 \cdot d$  ( $x \cdot y \cdot z$ ) reduzieren. Für das Ausführungsbeispiel resultiert die DRA 8 mit den Abmessungen  $15 \cdot 15 \cdot 5.5 \text{ mm}^3$ . Auch diese Abmessungen sind jedoch immer noch so groß, daß hierin ein Hinderungsgrund für den Einsatz, insbesondere in Mobiltelefonen, bestehen kann.

**[0020]** In der Figur 5 ist die verkleinerte DRA 8 mit den metallisierten Seitenflächen 6 und 7 im selben Querschnitt nochmals dargestellt. Die zusätzlich eingezeichneten Linien sind Querschnittslinien von senkrecht auf der Zeichenebene stehenden gekrümmten Flächen innerhalb der DRA 8. In diesen Flächen verschwindet die Tangentialkompo-

nente des elektrischen Feldes, das gemäß Figur 4A zu der Eigenmode mit der niedrigsten Frequenz der DRA 1 bzw. der DRA 8 gehört. Eine beliebige gekrümmte Fläche wird mit einer weiteren Metallisierung versehen. Dadurch werden auch in dieser Fläche die Randbedingungen konstant gehalten, wenn anschließend der obere Teil der DRA 8 entfernt wird. In der verbleibenden Antenne bildet sich folglich bei gleicher Anregung die gleiche Eigenmode bei der gleichen Frequenz aus. Da eine Schar von Flächen mit dieser Eigenschaft existiert, können die Abmessungen der DRA 8 bei gleichbleibender Resonanzfrequenz weiter reduziert werden.

**[0021]** In der Figur 5 ist ein Nullpunkt 0 des kartesischen Koordinatensystems eingezeichnet, so daß die gekrümmten Flächen mathematisch beschrieben werden können. Bei der quaderförmigen DRA 8 mit den Abmessungen  $a/2 \times b/2 \times d$  sind  $a/2$  und  $b/2$  die Seitenlängen in x- und y-Richtung (vgl. Figur 4B und 5). Der Nullpunkt 0 liegt in einem Eckpunkt der quaderförmigen DRA 8. Solche gekrümmten Flächen werden in einem Querschnitt senkrecht zur z-Richtung ( $z=\text{constant}$ ) beschrieben durch die Gleichung

$$(1) \quad y(x) = b/\pi \arcsin(C(\sin(x \pi/a))^t),$$

wobei  $t=a^2/b^2$ .

**[0022]** Die gekrümmten Flächen verschwindender Tangentialkomponente haben folglich die Form  $\{(x, y(x), z), x \in [0, a/2], z \in [0, d]\}$ . Da mehrere solcher gekrümmter Flächen existieren, ist ein Integrationsparameter C enthalten, für den gilt  $0 < C < \infty$ . Der Integrationsparameter C bestimmt die Höhe h der verbleibenden DRA. In der Figur 5 sind Querschnittslinien für  $C=1$  und für verschiedene Werte  $C < 1$  dargestellt. Je kleiner C gewählt wird, desto kleiner wird die Höhe h und damit das Volumen der verbleibenden DRA. Wählt man vorzugsweise den Parameter  $C < 1$ , so ist die Höhe  $h = y(a/2) < b/2$ . Der ausgeschnittene Teil ist also kleiner als  $a/2 \times b/2$ , die durch Verwendung der Symmetrieebenen erreichte Größe. Dieses Verfahren ist im Prinzip für jeden Wert von C und somit für beliebig kleine h möglich, so daß es keine grundsätzliche Grenze für die Verringerung der Abmessungen einer DRA 1 bei gleichbleibender Resonanzfrequenz gibt. Allerdings können andere Parameter wie die Bandbreite den praktisch anwendbaren Miniaturisierungsgrad einschränken.

**[0023]** Die resultierende DRA 9 ist in der Figur 6 gezeigt. Sie weist neben einer metallisierten Symmetrieebene 10, wie sie schon in Figur 4B zu sehen ist, eine ebenfalls metallisierte gekrümmte Fläche 11 auf. Da die Höhe h viel kleiner als  $b/2$  sein kann, die Resonanzfrequenz jedoch gleich der einer rechteckigen DRA 8 mit ebenen Flächen der Abmessungen  $d \times a/2 \times b/2$  ist, wird damit eine miniaturisierte DRA 9 bei gleichbleibender Resonanzfrequenz geschaffen.

**[0024]** Die praktische Herstellung einer solchen miniaturisierten DRA 9 mit einer gekrümmten Fläche 11 kann z.B. durch mechanisches Bearbeiten eines gesinterten oder eines gepreßten, ungesinterten keramischen Blocks oder durch Extrudieren keramischer Masse durch eine entsprechend geformte Düse und anschließendes Sintern erfolgen.

**[0025]** Die Figur 7 zeigt in einem Blockdiagramm die Funktionsblöcke eines Sende- und eines Empfangspfades eines Mobilfunkgerätes mit einer DRA 9, wie es beispielsweise einem Mobiltelefon nach dem GSM-Standard entspricht. Die DRA 9 ist mit einem Antennenumschalter oder Frequenzduplexer 12 gekoppelt, der in einem Empfangs- bzw. Sendebetrieb den Empfangs- bzw. Sendepfad mit der DRA 9 verbindet. Im Empfangsbetrieb gelangen die analogen Funksignale über eine Empfangsschaltung 13 zu einem A/D-Umsetzer 14. Die erzeugten digitalen Signale werden in einem Demodulator 15 demoduliert und anschließend einem digitalen Signalprozessor (DSP) 16 zugeführt. Im DSP 16 werden nacheinander die nicht im einzelnen dargestellten Funktionen Entzerrung, Entschlüsselung, Kanalkodierung und Sprachdekodierung durchgeführt. Mit einem D/A-Umsetzer 17 werden analoge Signale erzeugt, die über einen Lautsprecher 18 ausgegeben werden.

**[0026]** Im Sendebetrieb werden die von einem Mikrofon 19 aufgenommenen analogen Sprachsignale mit einem A/D-Umsetzer 20 umgewandelt und dann einem DSP 21 zugeführt. Der DSP 21 führt die dem Empfangsbetrieb komplementären Funktionen Sprachkodierung, Kanalkodierung und Verschlüsselung durch, wobei alle Funktionen von einem einzigen DSP ausgeführt werden. Die binär kodierten Datenworte werden in einem Modulator 22 GMSK moduliert und dann in einem D/A-Umsetzer 23 in analoge Funksignale umgewandelt. Eine Senderendstufe 24 mit einem Leistungsverstärker erzeugt das über die DRA 9 zu sendende Funksignal.

**[0027]** Die Beschreibung des Sende- bzw. Empfangspfades 9, 13, 14, 15, 16, 17, 18 bzw. 9, 19, 20, 21, 22, 23, 24 entspricht der eines einzelnen Senders bzw. Empfängers. Der Frequenzduplexer 12 muß nicht vorgesehen werden, sondern Sende- und Empfangspfad verwenden eine eigene DRA 9 als Antenne. Neben der Anwendung im Mobilfunkbereich ist auch eine Verwendung in jedem anderen Bereich der Funkübertragung denkbar (z. B. für Schnurlostelefone nach DECT oder CT, für Richt- oder Bündelfunkgeräte oder Pager). Die DRA 9 kann jeweils der Übertragungsfrequenz angepaßt werden.

## Patentansprüche

1. Dielektrische Resonatorantenne (9),

**dadurch gekennzeichnet,**

**daß** eine elektrisch leitende Schicht in wenigstens einer gekrümmten Fläche (11) vorgesehen ist, in der die Tangentialkomponente des elektrischen Feldes einer der dielektrischen Resonatorantenne (9) zugeordneten Eigenmode verschwindet, **daß** zur Bildung der dielektrischen Resonatorantenne (9) ein Quader aus einem dielektrischen Material mit den Seitenlängen a, b und d in den orthogonalen Richtungen x, y und z vorgesehen ist und **daß** eine gekrümmte Fläche (11) der Form

$$\{(x, y(x), z), \quad x \in [0, \frac{a}{2}], z \in [0, d]\} \text{ mit } y(x) = \frac{b}{\pi} \arcsin \left\{ C \left[ \sin \left( x \frac{\pi}{a} \right) \right]^2 \right\}$$

mit der elektrisch leitfähigen Schicht versehen ist, wobei für den Integrationsparameter C gilt:  $0 < C < \infty$ .

2. Dielektrische Resonatorantenne (9) nach Anspruch 1,

**dadurch gekennzeichnet,**

**daß** zur Bildung der gekrümmten Fläche (11) eine solche Fläche vorgesehen ist, die mittels eines Parameters  $C < 1$  gebildet ist.

3. Mobilfunkgerät (9, 13, 14, 15, 16, 17, 18, 19, 20, 21, 22, 23, 24) mit einer dielektrischen Resonatorantenne (9) nach Anspruch 1.

4. Empfänger (9, 19, 20, 21, 22, 23, 24) mit einer dielektrischen Resonatorantenne (9) nach Anspruch 1.

5. Sender (9, 13, 14, 15, 16, 17, 18) mit einer dielektrischen Resonatorantenne (9) nach Anspruch 1.

## Claims

1. A dielectric resonator antenna (9), **characterized in that** an electrically conducting coating is provided on at least one curved surface (11) in which the tangential component of the electric field of an eigenmode assigned to the dielectric resonator antenna (9) disappears, **in that** a cuboid of a dielectric material having the side lengths a, b and d in the orthogonal directions x, y and z is provided for the formation of the dielectric resonator antenna (9), and **in that** a curved surface (11) having the form

$$\{(x, y(x), z), x \in [0, a/2], z \in [0, d]\} \text{ with } y(x) = b/\pi \arcsin \{C [\sin(x \pi/a)]^{a^2/b^2}\}$$

covered by the electrically conducting coating is provided, while the following holds for the integration parameter C:  $0 < C < \infty$ .

2. A dielectric resonator antenna (9) as claimed in claim 1, **characterized in that** for forming the curved surface (11) such a surface is provided that is formed by means of a parameter  $C < 1$ .

3. A mobile radiotelephone (9, 13, 14, 15, 16, 17, 18, 19, 20, 21, 22, 23, 24) including a dielectric resonator antenna (9) as claimed in claim 1, **characterized in that** an electrically conducting coating is provided inside the dielectric resonator antenna (9) on at least one curved surface (11) into which the tangential component of an electric field of an eigenmode assigned to the dielectric resonator antenna (9) disappears.

4. A receiver (9, 19, 20, 21, 22, 23, 24) including a dielectric resonator antenna (9) as claimed in claim 1, **characterized in that** an electrically conducting coating (9) is provided inside the dielectric resonator antenna (9) on at least one curved surface (11) into which the tangential component of an electric field of an eigenmode assigned to the dielectric resonator antenna (9) disappears.

5. A transmitter (9, 13, 14, 15, 16, 17, 18) including a dielectric resonator antenna (9) as claimed in claim 1, **characterized in that**

terized in that an electrically conducting coating is provided inside the dielectric resonator antenna (9) on at least one curved surface (11) into which the tangential component of an electric field of an eigenmode assigned to the dielectric resonator antenna (9) disappears.

## Revendications

### 1. Antenne résonateur diélectrique (9) caractérisée en ce

qu'une couche électriquement conductrice est prévue dans au moins une surface arquée (11) dans laquelle la composante tangentielle du champ électrique d'un mode spécifique affecté à l'antenne résonateur diélectrique (9) disparaît, que, pour la formation de l'antenne résonateur diélectrique (9) il est prévu un parallélépipède en un matériau diélectrique avec les longueurs de côté a, b et d dans les directions orthogonales x, y et z et qu'une surface arquée (11) de forme

$$\left\{ (x, y(x), z), x \in \left[ 0, \frac{a}{2} \right], z \in [0, d] \right\} \text{ avec } y(x) = \frac{b}{\pi} \arcsin \left\{ C \left[ \sin \left( x \frac{\pi}{a} \right) \right]^{\frac{a^2}{b^2}} \right\}$$

est dotée de la couche électriquement conductrice,  $0 < C < 8$  étant applicable pour le paramètre d'intégration C.

### 2. Antenne résonateur diélectrique (9) selon la revendication 1, caractérisée en ce

qu'une telle surface qui est formée à l'aide d'un paramètre  $C < 1$  est prévue pour la formation de la surface arquée (11).

### 3. Radiotéléphone mobile (9, 13, 14, 15, 16, 17, 18, 19, 20, 21, 22, 23, 24) avec une antenne résonateur diélectrique (9) selon la revendication 1

#### caractérisé en ce

que, dans l'antenne résonateur diélectrique (9), il est prévu une couche électriquement conductrice dans au moins une surface arquée (11) dans laquelle disparaît la composante tangentielle d'un champ électrique d'un mode spécifique affecté à l'antenne résonateur diélectrique (9).

### 4. Récepteur (9, 19, 20, 21, 22, 23, 24) avec une antenne résonateur diélectrique (9) selon la revendication 1.

### 5. Emetteur (9, 13, 14, 15, 16, 17, 18) avec une antenne résonateur diélectrique selon la revendication 1.

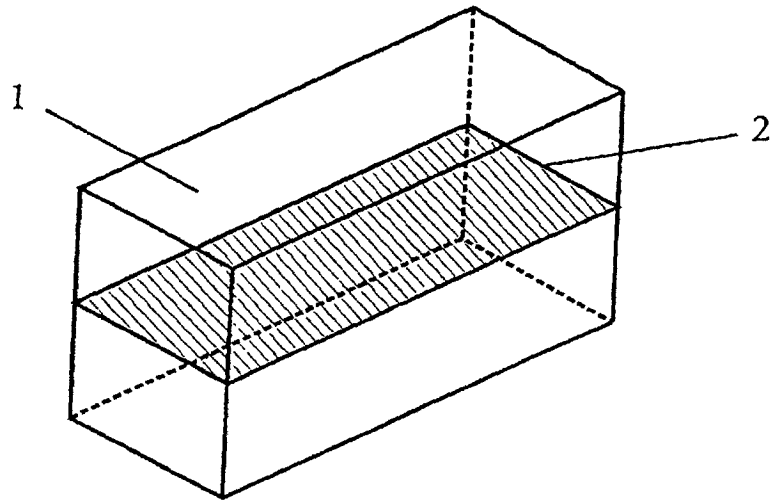


FIG. 1

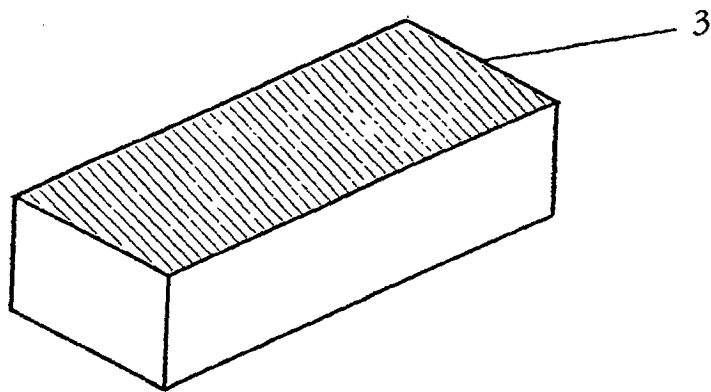


FIG. 2



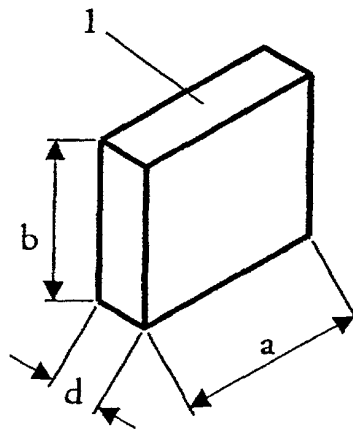


FIG. 3

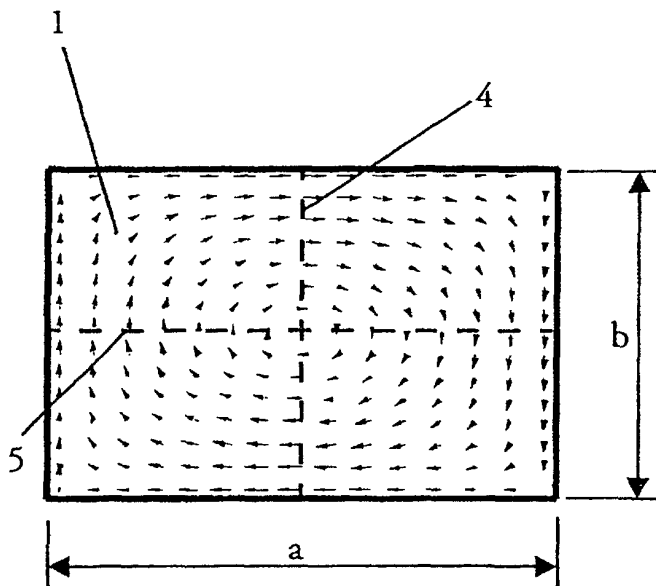


FIG. 4A

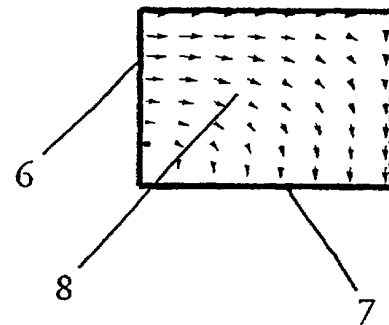


FIG. 4B

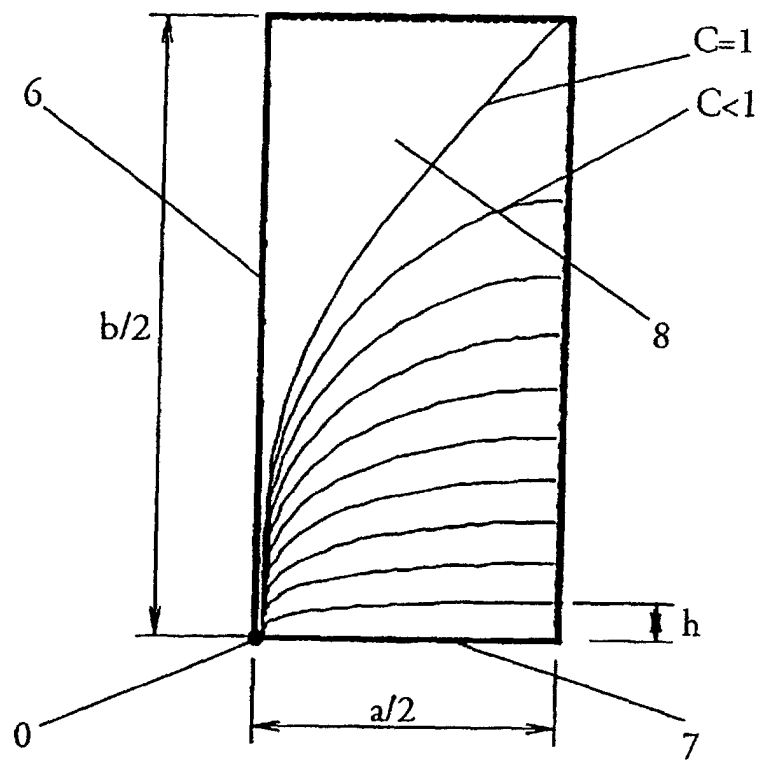


FIG. 5

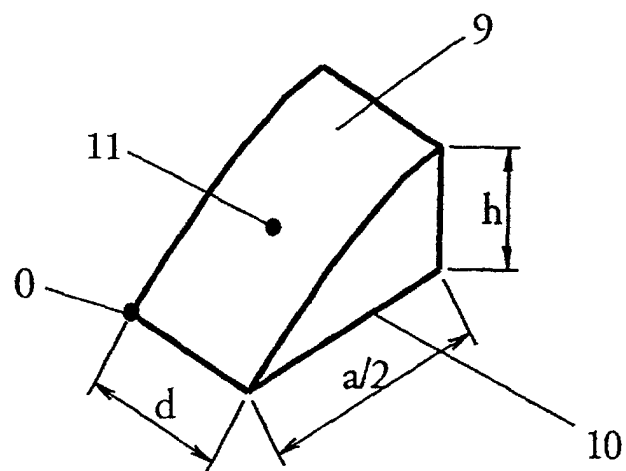


FIG. 6

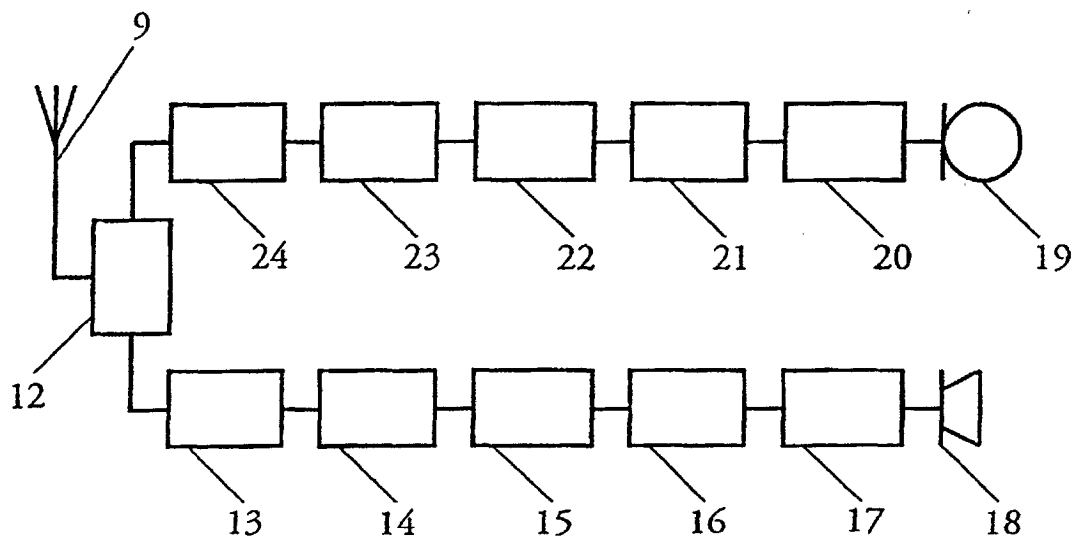


FIG. 7