

(19)



(11)

EP 2 840 653 B1

(12)

EUROPÄISCHE PATENTSCHRIFT

(45) Veröffentlichungstag und Bekanntmachung des Hinweises auf die Patenterteilung:
21.10.2015 Patentblatt 2015/43

(51) Int Cl.:
H01Q 13/02 (2006.01) **H01Q 13/24** (2006.01)
H01Q 19/08 (2006.01) **H01Q 1/22** (2006.01)

(21) Anmeldenummer: **14186480.1**

(22) Anmeldetag: **11.05.2010**

(54) **Dielektrische Antenne**

Dielectric antenna

Antenne diélectrique

(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 SE SI SK SM TR

(30) Priorität: **25.05.2009 DE 102009022511**

(43) Veröffentlichungstag der Anmeldung:
25.02.2015 Patentblatt 2015/09

(62) Dokumentnummer(n) der früheren Anmeldung(en) nach Art. 76 EPÜ:
13000630.7 / 2 592 694
10004964.2 / 2 262 059

(73) Patentinhaber: **Krohne Messtechnik GmbH**
47058 Duisburg (DE)

(72) Erfinder:
• **Armbrecht, Gunnar**
30451 Hannover (DE)

• **Zietz, Christian**
31535 Neustadt (DE)
• **Denicke, Eckhard**
29690 Gilten (DE)

(74) Vertreter: **Gesthuysen Patent- und Rechtsanwälte**
Patentanwälte
Huyssenallee 100
45128 Essen (DE)

(56) Entgegenhaltungen:
EP-A2- 1 018 781 EP-A2- 1 076 379
WO-A1-02/41446 WO-A1-86/05327
GB-A- 656 200 US-A- 5 486 839

• **JAMES J R: "ENGINEERING APPROACH TO THE DESIGN OF TAPERED DIELECTRIC-ROD AND HORN ANTENNAS", RADIO AND ELECTRONIC ENGINEER, INSTITUTION OF ELECTRONIC AND RADIO ENGINEERS. LONDON, GB, Bd. 42, Nr. 6, 1. Juni 1972 (1972-06-01), Seiten 251-259, XP000575262, ISSN: 0033-7722**

EP 2 840 653 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 dielektrische Antenne mit einem dielektrischen Speiseabschnitt, einem einen dielektrischen Stab umfassenden ersten Übergangsabschnitt, einem ein dielektrisches Horn bildenden zweiten Übergangsabschnitt und einem dielektrischen Abstrahlabschnitt, wobei der Speiseabschnitt mit elektromagnetischer Strahlung beaufschlagbar ist, mit dem ersten Übergangsabschnitt und dem zweiten Übergangsabschnitt elektromagnetische Strahlung führbar ist und die elektromagnetische Strahlung von dem Abstrahlabschnitt als Freiraumwelle abstrahlbar ist, wobei der das dielektrische Horn umfassende zweite Übergangsabschnitt eine sich in Abstrahlrichtung zunehmend öffnende Innenkontur aufweist und diese Innenkontur die Grenzfläche des dielektrischen Horns zu einem von dem dielektrischen Horn umfassten Hohlraum bildet, wobei sich die in den Speiseabschnitt eingespeiste elektromagnetische Strahlung über den dielektrischen Speiseabschnitt in den den dielektrischen Stab umfassenden ersten Übergangsabschnitt und von dort aus in den weiteren, ein dielektrisches Horn bildenden zweiten Übergangsabschnitt fortpflanzt und dann über den Abstrahlabschnitt abgestrahlt wird und wobei der Abstrahlabschnitt als sich an den zweiten Übergangsabschnitt anschließendes dielektrisches Rohr mit einem Außendurchmesser ausgestaltet ist.

[0002] Dielektrische Antennen an sich sind seit langem bekannt und werden in unterschiedlichen Ausgestaltungen und Größen für ganz unterschiedliche Zwecke verwendet, so beispielsweise auch in der industriellen Prozessüberwachung zur Bestimmung von Abständen - beispielsweise von Medienoberflächen in Tanks - über die Laufzeitermittlung von reflektierten elektromagnetischen Wellen (Radaranwendungen). Die hier beschriebene Erfindung ist vollkommen unabhängig von dem Gebiet, in dem die nachfolgend behandelten Antennen zur Anwendung kommen; exemplarisch wird im folgenden auf die Verwendung der in Rede stehenden Antennen in dem Bereich der Füllstandsmeßtechnik Bezug genommen. Eine gattungsgemäße dielektrische Antenne beschreibt beispielsweise J. R. James: "Engineering Approach to the Design of Tapered Dielectric-rod and Horn Antennas", The Radio and Electronic Engineer, Band 42, Nr. 6, Juni 1972.

[0003] Bei aus dem Stand der Technik bekannten dielektrischen Antennen fallen der Abstrahlabschnitt und der ein dielektrisches Horn bildende zweite Übergangsabschnitt zusammen und werden üblicherweise als Hornantennen - im Sendefall auch als Hornstrahler - bezeichnet. Über einen metallischen Hohlleiter wird eine solche dielektrische Antenne mit einer TE-Welle oder einer TM-Welle gespeist, wie z. B. mit einer TE_{11} -Welle (gleichbedeutend mit H_{11} -Welle), deren elektrische Feldstärke also keinen Anteil in der Fortpflanzungsrichtung der elektromagnetischen Welle aufweist. Die von dem Hohlleiter geführte elektromagnetische Welle pflanzt sich über den dielektrischen Speiseabschnitt in den den dielektrischen Stab umfassenden ersten Übergangsabschnitt und von dort aus in den weiteren, ein dielektrisches Horn bildenden zweiten Übergangsabschnitt fort und wird bis zur Apertur des zweiten Übergangsabschnitts, der in diesem Fall also den Abstrahlabschnitt bildet, weitergeführt und über diese Apertur in den Raum als Freiraumwelle abgestrahlt. Im Unterschied zu den verbreiteten Hornantennen mit metallischer Wandung bestehen dielektrische Antennen hingegen im Wesentlichen aus einem Körper aus dielektrischem Material, wobei elektromagnetische Wellen auch in dem Material geführt werden und über das Material in Abstrahlrichtung abgestrahlt werden. Mit "Abstrahlrichtung" ist hier im Wesentlichen die Hauptabstrahlrichtung der dielektrischen Antenne gemeint, also die Richtung, in der die Richtwirkung der dielektrischen Antenne besonders ausgeprägt ist.

[0004] Dielektrische Antennen werden in der industriellen Prozessmesstechnik - wie eingangs erwähnt - häufig zur Füllstandsmessung verwendet. Bei solchen Anwendungen ist es von besonderem Vorteil, wenn die verwendeten Antennen eine möglichst schmale Hauptabstrahlrichtung und gleichzeitig eine möglichst kompakte Bauform aufweisen. Diese Anforderungen widersprechen sich jedoch hinsichtlich der konstruktiven Maßnahmen, die üblicherweise zu ihrer technischen Umsetzung ergriffen werden müssen.

[0005] Eine schmale Richtcharakteristik in Hauptabstrahlrichtung kann bekanntlich erst durch eine große Apertur - also Öffnungsfläche - des Abstrahlabschnitts erzielt werden, was eine große Ausdehnung der Antenne senkrecht zur Hauptabstrahlrichtung erforderlich macht. Damit die Apertur auch im Sinne einer schmalen Hauptabstrahlrichtung genutzt wird, muss die von dem Abstrahlabschnitt abgestrahlte elektromagnetische Strahlung eine möglichst ebene Phasenfront aufweisen, wobei eine solche ebene Phasenfront meist nur mit zunehmender Länge der Antenne realisierbar ist, was der gewünschten kompakten Bauform ebenfalls entgegensteht. Im Bereich der Füllstandsmesstechnik besteht ein zusätzliches Problem häufig darin, dass die geometrische Apertur nur in engen Grenzen vergrößert werden kann, da die Antenne andernfalls nicht mehr in das zu überwachende Volumen - z. B. über bereits vorhandene Tanköffnungen und Stützen - eingebracht und dort nicht mehr montiert werden kann. Ferner müssen - bedingt durch die geometrischen Gegebenheiten der Einbausituation - elektromagnetische Wellen abstrahlungsarm durch Einbaugeometrien geführt werden, um parasitäre Tankeinbaureflexionen zu verhindern, die zu einer Verzerrung des Nutzsignals führen.

[0006] In der Offenlegungsschrift EP 1 076 379 A2 wird eine Antenne beschrieben, in der ein Speiseabschnitt als Impedanzwandler nach dem Prinzip eines Viertelwellentransformators ausgebildet ist.

[0007] Es ist daher Aufgabe der vorliegenden Erfindung, eine dielektrische Antenne anzugeben, die möglichst verlustarm an verschiedene Einbausituationen anpassbar ist, die zusätzlich möglichst reflexionsarm und gleichzeitig hochbündelnd ist.

[0008] Die zuvor hergeleitete und beschriebene Aufgabe ist erfindungsgemäß bei einer dielektrischen Antenne der oben angegebenen Art dadurch gelöst, dass der als dielektrisches Rohr ausgestaltete Abstrahlabschnitt zum Freiraum hin als gestufter Impedanzwandler nach dem Prinzip eines Viertelwellentransformators ausgebildet ist. Bei der erfindungsgemäßen dielektrischen Antenne fungiert der zweite Übergangsabschnitt folglich als "echter" Übergangsabschnitt zwischen körperlich getrennten Bereichen der dielektrischen Antenne, nämlich zwischen dem ersten, einen dielektrischen Stab umfassenden Übergangsabschnitt und dem Abstrahlabschnitt. Die Weiterführung der elektromagnetischen Wellen über das abstrahlseitige dielektrische Rohr hat den Vorteil, dass bei optimaler - also modenreiner - Anregung eine erhebliche Variabilität der Länge der dielektrischen Antenne erzielt wird.

[0009] Im Laufe der Entwicklung der vorbeschriebenen dielektrischen Antennen ist erkannt worden, dass eine Optimierung des Antennendesigns hinsichtlich der Strahlungscharakteristik zu hervorragendem Bündelungseigenschaften führt, jedoch interne Reflexionen elektromagnetischer Strahlung Störsignale verursachen können und das resultierende "Antennenklingeln" zu Messfehlern führen kann. Zur Verhinderung von ungewünschten antenneninhärenten Reflexionen ist deshalb in einer Ausgestaltung vorgesehen, dass die Innenkontur des den dielektrischen Stab umfassenden ersten Übergangsabschnitts im Übergang zum speiseseitigen Vollstabbereich einen gestuften Impedanzwandler nach dem Prinzip eines Viertelwellen-Transformators bildet, insbesondere nämlich einen einstufigen Impedanzwandler. Es hat sich herausgestellt, dass dadurch breitbandig die Unterdrückung von Reflexionen deutlich angehoben werden kann, ohne die gewünschte Feldverteilung negativ zu beeinflussen.

[0010] Bei einer vorteilhaften Ausgestaltung der erfindungsgemäßen dielektrischen Antenne ist vorgesehen, dass die Wandstärke des den Abstrahlabschnitt bildenden dielektrischen Rohres maximal so gewählt ist, dass lediglich elektromagnetische Wellen im hybriden Grundmode HE_{11} entlang des dielektrischen Rohres geführt ausbreitungsfähig sind. Hierbei ist erkannt worden, dass die Stabgeometrie der dielektrischen Antenne im ersten Übergangsabschnitt und die Rohrgeometrie im Abstrahlabschnitt der dielektrischen Antenne im elektromagnetischen Sinne Eigenwellensysteme darstellen, entlang derer sich jede Feldverteilung als eine Überlagerung einzelner Eigenwellen darstellen lässt. Der Grundmode ist in den beiden Systemen hybrid und wird als HE_{11} -Mode bezeichnet. Mit dem erfindungsgemäß ausgestalteten dünnwandigen dielektrischen Rohr lässt sich die höchste Direktivität bei gegebenem maximalen Außendurchmesser des Rohres erreichen und gleichzeitig wird eine modenreine Führung der elektromagnetischen Wellen erzielt.

[0011] Der zweite Übergangsabschnitt, der ein dielektrisches Horn bildet, stellt folglich einen Wellenleiterübergang zwischen zwei verschiedenen Eigenwellensystemen dar, wobei die Übergänge vom stabförmigen ersten Übergangsabschnitt in den zweiten Übergangsabschnitt und von dem zweiten Übergangsabschnitt in den dielektrischen Abstrahlabschnitt für die geführten elektromagnetischen Wellen Diskontinuitäten darstellen, die Quellen von Feldverteilungen höherer Ordnung sind. Wenn die durch die Diskontinuitäten angeregten höheren Moden unter der Grenzfrequenz (Cut-Off-Frequenz) der Eigenwellensysteme der dielektrischen Antenne liegen, können die höheren Moden nicht entlang der dielektrischen Strukturen geführt werden, sondern die zugehörige elektromagnetische Strahlung strahlt direkt am Ort der Diskontinuitäten in den Freiraum ab, was zu einer Krümmung der Phasenfronten und damit zu einer Reduktion der Direktivität der Antenne führt.

[0012] Dem vorgenannten Phänomen wird durch eine weitere vorteilhafte Ausgestaltung der erfindungsgemäßen dielektrischen Antenne entgegengewirkt, die sich dadurch auszeichnen, dass der das dielektrische Horn umfassende zweite Übergangsabschnitt eine nichtlineare, sich in Abstrahlrichtung zunehmend öffnende Innenkontur aufweist, wobei diese Innenkontur üblicherweise die Grenzfläche des dielektrischen Horns zu einem von dem dielektrischen Horn umfassten Hohlraum bildet. Durch die nichtlineare Innenkontur des das dielektrische Horn umfassenden zweiten Übergangsabschnitts kann eine Modenreinheit mit in axialer Richtung - Hauptabstrahlrichtung - vergleichsweise kurzem zweiten Übergangsabschnitt erzielt werden gegenüber sonst in axialer Richtung vergleichsweise lang erstreckten linearen zweiten Übergangsabschnitten. Durch die vorgenannte Maßnahme lassen sich Verkürzungen des ein dielektrisches Horn bildenden zweiten Übergangsabschnitts um mehr als ein Drittel der sonst bei einem linearen Horn notwendigen Länge erzielen.

[0013] Als besonders geeignet haben sich solche Innenkonturen herausgestellt, die durch eine Potenzfunktion mit gebrochenem Exponenten größer Eins beschreibbar sind, wobei diese Potenzfunktionen als unabhängige Variable die in Hauptabstrahlrichtung verlaufende Ortskoordinate der Antenne haben. Vorzugsweise wird als Exponent ein Wert im Bereich zwischen 1,09 und 1,13 gewählt, besonders bevorzugt ein gebrochener Exponent im Bereich von 1,10 bis 1,12, bevorzugt ein Exponent mit im Wesentlichen dem Wert 1,11. Dabei kann der Nullpunkt der vorgenannten Ortskoordinate auch in den ersten Übergangsabschnitt verlagert sein, der einen dielektrischen Stab umfasst. In diesem Zusammenhang ist es besonders vorteilhaft, wenn sich die Innenkontur des dielektrischen Horns des zweiten Übergangsabschnitts in den den ersten Übergangsabschnitt bildenden dielektrischen Stab fortsetzt, insbesondere sich nämlich stufenlos in den den ersten Übergangsabschnitt bildenden dielektrischen Stab fortsetzt. Das bedeutet, dass sich insbesondere ein Hohlraum innerhalb der dielektrischen Antenne bis in den dielektrischen Stab des ersten Übergangsabschnitts fortsetzt.

[0014] Bevorzugt wird auch die Innenkontur des dielektrischen Stabes durch eine Potenzfunktion mit gebrochenem Exponenten größer Eins beschrieben, wobei die Potenzfunktion wiederum als unabhängige Variable die in Hauptabstrahlrichtung der Antenne weisende Ortskoordinate hat, und wobei der gebrochene Exponent bevorzugt im Bereich

1,09 bis 1,13, insbesondere im Bereich 1,10 bis 1,12 liegt und ganz besonders bevorzugt im Wesentlichen den Wert 1,11 aufweist. Die Diskontinuität zwischen dem ersten Übergangsabschnitt und dem zweiten Übergangsabschnitt ist dann am geringsten, wenn die Innenkontur des den dielektrischen Stab umfassenden ersten Übergangsabschnitts und die Innenkontur des das dielektrische Horn umfassenden zweiten Übergangsabschnitts durch dieselbe Potenzfunktion beschrieben werden.

[0015] Die in Zusammenhang mit der Innenkontur des ersten Übergangsabschnitts und der Innenkontur des zweiten Übergangsabschnitts stehende erfindungsgemäße Lehre erzielt auch losgelöst von der eingangs beschriebenen Lehre der Erfindung den gewünschten Effekt einer erhöhten Direktivität bei kompakterer Bauform, also nicht nur bei solchen dielektrischen Antennen, die einen als dielektrisches Rohr ausgestalteten Abstrahlabschnitt aufweisen, gleichwohl können beide Aspekte vorteilhaft zusammen realisiert werden.

[0016] Gemäß einer besonders bevorzugten Ausgestaltung ist vorgesehen, dass der dielektrische Speiseabschnitt als gestufter Impedanzwandler nach dem Prinzip eines Viertelwellen-Transformators ausgebildet ist, insbesondere als zweistufiger Impedanzwandler, was im Übergangsbereich eines meist verwendeten metallischen Hohlleiters auf den dielektrischen Speiseabschnitt bessere Ergebnisse erzielt als ein einfach gestufter Impedanzwandler. Der im dielektrischen Speiseabschnitt vorgesehene gestufte Impedanzwandler weist bevorzugt eine Innenkontur mit sich in Abstrahlrichtung verjüngendem Querschnitt auf, wobei bevorzugt wenigstens eine Stufe mit einem Innensechskantprofil als Innenkontur vorgesehen ist. Das Innensechskantprofil ist insbesondere für Montagezwecke vorteilhaft, jedoch ist es auch vom elektromagnetischen Standpunkt her anderen Formen überlegen, da es die größtmögliche Robustheit gegenüber unbekannten Rotationswinkeln aufweist.

[0017] Eine signifikante Verbesserung des transienten Reflexionsverhaltens kann durch eine weitere konstruktive Maßnahme erzielt werden, wenn nämlich der Außendurchmesser des Speiseabschnitts so gewählt ist, dass im Montagezustand der Antenne ein radialer Spalt zwischen dem Speiseabschnitt und einem speisenden Hohlleiter ausgebildet ist, in den der Speiseabschnitt hineinragt, insbesondere wobei sich der Spalt in Abstrahlrichtung im Wesentlichen über die axiale Ausdehnung - Erstreckung in Hauptabstrahlrichtung - des im dielektrischen Speiseabschnitt ausgebildeten gestuften Impedanzwandlers erstreckt. Bei üblichen Antennenabmessungen mit beispielsweise einem Vollstabdurchmesser im Bereich von 22 mm hat sich eine Spaltbreite von etwa 1 mm bewährt.

[0018] Auch die im Speisebereich und im ersten Übergangsabschnitt vorgesehenen gestuften Impedanzwandler führen zur Reflexionsreduzierungen bei dielektrischen Antennen, die kein dielektrisches Rohr als Abstrahlabschnitt aufweisen, sind insoweit also unabhängig von dem Merkmal des als dielektrisches Rohr ausgestalteten Abstrahlabschnitts zu verstehen.

[0019] Eine weitere Steigerung der Direktivität kann bei einer bevorzugten Ausgestaltung der erfindungsgemäßen dielektrischen Antenne dadurch erzielt werden, dass der dielektrische Stab im ersten Übergangsabschnitt von einem metallischen, sich in Abstrahlrichtung der Antenne öffnenden Hornansatz umgeben ist, wobei sich der metallische Hornansatz insbesondere weder in den Bereich des im dielektrischen Speiseabschnitt ausgebildeten gestuften Impedanzwandlers noch in den Bereich des gestuften Impedanzwandlers im ersten Übergangsabschnitt erstreckt. Durch einen solchen metallischen Hornansatz ist die Direktivität der erfindungsgemäßen dielektrischen Antenne weiter steigerbar, da der Grundmode der elektromagnetischen Strahlung am Ende des metallischen Hornansatzes unter Verursachung minimaler Leckabstrahlung in den gewünschten HE_{11} -Stabmode überkoppelt. Die sich öffnende Innenkontur des metallischen Hornansatzes kann verschieden ausgestaltet werden, wird bevorzugt linear ausgestaltet, da mit nicht-linearen Innenkonturen kaum eine Verbesserung der Abstrahlcharakteristik erzielbar ist und lineare Innenkonturen einfacher herstellbar sind.

[0020] Im Einzelnen gibt es nun verschiedene Möglichkeiten, die erfindungsgemäßen dielektrischen Antennen auszugestalten und weiterzubilden. Dazu wird verwiesen auf die dem Patentanspruch 1 nachgeordneten Patentansprüche und auf die Beschreibung bevorzugter Ausführungsbeispiele in Verbindung mit der Zeichnung. In der Zeichnung zeigen

Fig. 1 einen Querschnitt durch ein erstes Ausführungsbeispiel einer erfindungsgemäßen dielektrischen Antenne,

Fig. 2 einen Querschnitt durch ein zweites Ausführungsbeispiel einer erfindungsgemäßen dielektrischen Antenne,

Fig. 3 schematisch eine erfindungsgemäße dielektrische Antenne mit dem gesamten erzeugten elektrischen Feld der abgestrahlten elektromagnetischen Strahlung in der E-Ebene, Modenfeld mit parasitärem Leckfeld,

Fig. 4a, 4b die mit Ausführungsbeispielen erfindungsgemäßer dielektrischer Antennen erzielbare Direktivität gegenüber der Direktivität herkömmlicher Antennen und

Fig. 5 einen Querschnitt durch eine erfindungsgemäße dielektrische Antenne in Detailansicht.

[0021] In den Fig. 1 und 2 sind Querschnitte vollständiger dielektrischer Antennen 1 dargestellt, die einen dielektrischen Speiseabschnitt 2, einen einen dielektrischen Stab umfassenden ersten Übergangsabschnitt 3, einen ein dielektrisches Horn bildenden zweiten Übergangsabschnitt 4 und einen dielektrischen Abstrahlabschnitt 5 aufweisen, wobei der dielektrische Speiseabschnitt 2 mit elektromagnetischer Strahlung 6 beaufschlagbar ist, mit dem ersten Übergangsabschnitt 3 und dem zweiten Übergangsabschnitt 4 elektromagnetische Strahlung 6 führbar ist und die elektromagnetische Strahlung 6 von dem Abstrahlabschnitt 5 als Freiraumwelle abstrahlbar ist.

[0022] Alle in den Fig. 1 bis 3 - mehr oder weniger detailgetreu - dargestellten dielektrischen Antennen 1 zeichnen sich dadurch aus, dass der Abstrahlabschnitt 5 als sich an den zweiten Übergangsabschnitt 4 anschließendes dielektrisches Rohr ausgestaltet ist. Dadurch wird erreicht, dass die Länge der dielektrischen Antenne 1 in großen Bereichen variierbar ist, nämlich durch unterschiedliche Wahl der Länge des den dielektrischen Stab umfassenden ersten Übergangsabschnitts 3 und durch Wahl der Länge des als dielektrisches Rohr ausgestalteten Abstrahlabschnitts 5. Beide Bereiche 3 und 5 sind im elektromagnetischen Sinn Eigenwellensysteme mit dem ein dielektrisches Horn bildenden zweiten Übergangsabschnitt 4 als Wellenleiterübergang zwischen diesen verschiedenen Eigenwellensystemen.

[0023] In allen dargestellten Ausführungsbeispielen ist die Wandstärke des als dielektrisches Rohr ausgebildeten Abstrahlabschnitts 5 so gewählt, dass lediglich elektromagnetische Strahlung 6 im hybriden Grundmode HE_{11} entlang des dielektrischen Rohres geführt ausbreitungsfähig ist, so dass die elektromagnetische Strahlung 6 grundsätzlich modenrein über den den dielektrischen Stab umfassenden ersten Übergangsabschnitt 3 und den als dielektrisches Rohr ausgestalteten Abstrahlabschnitt 5 geleitet wird. Die an den Diskontinuitätsstellen auftretenden höheren Moden werden unmittelbar am Ort der Diskontinuitäten in den Freiraum abgestrahlt, vor allem also im Bereich des ein dielektrisches Horn bildenden zweiten Übergangsabschnitts 4. Das Loslösen des parasitären elektromagnetischen Leckfeldes ist in der Darstellung in Fig. 3 erkennbar, in der die maximale Amplitude der elektrischen Feldverteilung in der E-Ebene bei 9,5 GHz dargestellt ist bei einer Länge des Abstrahlabschnitts 5 von 1500 mm. Diese Rohrlänge ist nur zu Darstellungszwecken so lang gewählt worden (ca. 50λ), um eine Trennung zwischen geführtem und parasitär abgestrahltem Feld überhaupt erkennen zu können, da sich die Wellenzahlen von geführtem Mode und Freiraumfeld nur sehr wenig unterscheiden.

[0024] Bei den in den Fig. 1 und 2 dargestellten Ausführungsbeispielen beträgt die Wandstärke des dielektrischen Rohres des Abstrahlabschnitts 5 weniger als 5 % des Außendurchmessers des Rohres. Im vorliegenden Fall beträgt der Außendurchmesser des Rohres 43 mm bei einer Wandstärke von 2,0 mm, was bei der Verwendung von Polypropylen (PP, Fig. 1) und Polytetrafluorethylen (PTFE, Fig. 2) und bei einer Anregungsfrequenz von 9,5 GHz zu dem gewünschten selektiven Übertragungsverhalten führt.

[0025] Das Transmissionsverhalten von dem ersten, den dielektrischen Stab umfassenden Übergangsabschnitt 3 zu dem als dielektrisches Rohr ausgestalteten Abstrahlabschnitt 5 wird in den dargestellten Ausführungsbeispielen gemäß Fig. 1 und 2 dadurch verbessert, dass der das dielektrische Horn umfassende zweite Übergangsabschnitt 4 eine nicht-lineare, sich in Abstrahlrichtung 7 zunehmend öffnende Innenkontur 8 aufweist, wobei die Innenkontur 8 durch eine Potenzfunktion mit gebrochenem Exponenten > 1 in Abhängigkeit von der Ortskoordinate in Hauptabstrahlrichtung 7 der Antenne 1 beschrieben wird; vorliegend hat der Exponent den Wert von im Wesentlichen 1,1.

[0026] Es hat sich herausgestellt, dass derartig als dielektrisches Horn ausgestaltete zweite Übergangsabschnitte 4 zur Erzielung einer bestimmten Direktivität der dielektrischen Antenne 1 erheblich kürzer ausgebildet werden können, als dielektrische Antennen mit einem dielektrischen Horn als zweitem Übergangsabschnitt, das eine lineare Innenkontur aufweist.

[0027] Den Antennen gemäß den Fig. 1 und 2 ist ebenfalls gemein, dass der das dielektrische Horn umfassende zweite Übergangsabschnitt 4 eine lineare, sich in Abstrahlrichtung 7 öffnende Außenkontur 9 aufweist. Es hat sich herausgestellt, dass die Formgebung der Außenkontur 9 nicht in gleichen Maße entscheidend für das Transmissionsverhalten des zweiten Übergangsabschnitts 4 ist, wie die Ausgestaltung der Innenkontur 8; insoweit ist hier die am einfachsten herzustellende Außenkontur 9 gewählt worden.

[0028] Von ganz besonderer Bedeutung für das Transmissionsverhalten der dargestellten dielektrischen Antennen 1 ist jedoch, dass sich die Innenkontur 8 des dielektrischen Horns des zweiten Übergangsabschnitts 4 in einer Innenkontur 10 des den ersten Übergangsabschnitt 3 bildenden dielektrischen Stabs fortsetzt, sich vorliegend nämlich stufenlos in den den ersten Übergangsabschnitt 3 bildenden dielektrischen Stab fortsetzt. In den dargestellten Ausführungsbeispielen wird die Innenkontur 10 des den dielektrischen Stab umfassenden ersten Übergangsabschnitts 3 und die Innenkontur 8 des das dielektrische Horn umfassenden zweiten Übergangsabschnitts 4 durch dieselbe Potenzfunktion beschrieben, wodurch jegliche Unstetigkeiten im Übergangsbereich zwischen dem ersten Übergangsabschnitt 3 und dem zweiten Übergangsabschnitt 4 vermieden werden. Im vorliegenden Fall werden die Innenkonturen 8, 10 durch folgende Gleichung beschrieben:

$$r(x) = 16,5 \text{ mm} * (x/230 \text{ mm})^{1/0,9} + 3 \text{ mm},$$

wobei x die Ortskoordinate in Abstrahlrichtung 7 der Antenne und angebar in Millimetern ist, und $r(x)$ die Höhe der Innenkonturen 8, 10 über der Achse der unabhängigen Ortskoordinate x bezeichnet. Der Nullpunkt der Ortskoordinate x liegt hier 80 mm innerhalb des Übergangs des ersten Übergangsabschnitts 3 zum zweiten Übergangsabschnitt 4, wobei der als dielektrisches Horn ausgebildete zweite Übergangsabschnitt 4 eine Erstreckung von insgesamt 150 mm in Abstrahlrichtung 7 aufweist. Der sich daran anschließende, als dielektrisches Rohr ausgestaltete Abstrahlabschnitt 5 hat in Abstrahlrichtung 7 der dielektrischen Antenne 1 eine Erstreckung von lediglich 15 mm.

[0029] Die nachfolgend aufgeführte Tabelle 1 zeigt das Transmissionsverhalten und charakteristische Strahlungskenngrößen bei Anregung kurzer, als dielektrisches Rohr ausgestalteter Abstrahlabschnitte 5 mit verschiedenen als dielektrisches Horn ausgestalteten Übergangsabschnitten 4 bei Anregung mit 9,5 GHz.

Tab. 1: Transmissionsverhalten bei verschiedenen linearen Innenkonturen und einer nichtlinearen Innenkontur einer dielektrischen Antenne bei 9,5 GHz.

Konturlänge /mm	Transmission in den Nutzmode		Dir./dBi	H-Ebene		E-Ebene	
	linear	dB		SLS/dB	HPBW/°	SLS/dB	HPBW/°
linear							
150	0,883	-1,081	18,5	27,5	22,5	39,4	25,1
350	0,936	-0,574	19,7	30,4	19,4	40,5	21,3
550	0,957	-0,382	20,0	30,4	18,3	40,5	19,8
nichtlinear							
230	0,935	-0,584	20,3	28,3	19,2	21,1	19,9

[0030] In Tabelle 1 sind für drei verschieden lange Innenkonturen 8, 10 innerhalb des dielektrischen Stabes des ersten Übergangsabschnitts 3 und innerhalb des ein dielektrisches Horn bildenden zweiten Übergangsabschnitts 4 für eine lineare Innenkontur (150 mm, 350 mm und 550 mm) und für eine optimierte nichtlineare Innenkontur (230 mm als Summe eines 80 mm langen ersten Übergangsabschnitts 3 und eines 150 mm langen zweiten Übergangsabschnitts 4) das Transmissionsverhalten und charakteristische Strahlungskenngrößen (Dir. = Direktivität, SLS = Side Lobe Supression; HPBW = Half Power Beamwidth) bei Anregung eines als kurzes Rohr (50 mm) ausgestalteten Abstrahlabschnitts 5 bei einer Anregung von 9,5 GHz dargestellt. Es lässt sich ohne weiteres erkennen, dass bei einer nichtlinearen Innenkontur 8, 10 einer Länge von 230 mm etwa die gleiche Transmission und Direktivität erzielt werden kann wie bei einer linearen Innenkontur, die jedoch erheblich länger ist (350 mm). Bei der nichtlinearen Innenkontur wird eine höhere Direktivität (hier ca. 0,5 dB) gegenüber einem längeren linearen Übergang (350 mm) bei vergleichbarer HE_{11} -Modenreinheit erzielt. Dies ist vorliegend durch gezielten Verzicht auf eine besonders deutliche Nebenkeulenunterdrückung (SLS) von mehr als 20 dB in der E-Ebene möglich. Dies ist akzeptabel, da durch ein noch geringeres Niveau der Unterdrückung kein signifikanter Gewinn der Messgenauigkeit mehr möglich ist.

[0031] In Zusammenhang mit den Ergebnissen aus Tabelle 1 sind auch die Diagramme in den Fig. 4a und 4b zu verstehen. In Fig. 4a ist die Direktivität in Abhängigkeit von der Länge des als dielektrisches Rohr ausgestalteten zweiten Übergangsabschnitts 4 dargestellt und zwar für die als dielektrisches Horn ausgestalteten zweiten Übergangsabschnitte 4 mit linearer Innenkontur (150 mm, 350 mm, 550 mm) und für die Anregung eines veränderlich langen Abstrahlabschnitts 5 über ein als dielektrisches Horn ausgebildeten zweiten Übergangsabschnitt 4 mit nichtlinearer Innenkontur (230 mm). Eine Erhöhung der HE_{11} -Modenreinheit führt zu einer Verkleinerung der Direktivitätssteigerung über die Rohrlänge hinweg und damit zu einer reduzierten Längenabhängigkeit des Abstrahlungsverhaltens. Ist die Transmission in dem Nutzmode wie im Fall des zweiten Übergangsabschnitts mit linearer Innenkontur (350 mm) und im Fall des zweiten Übergangsabschnitts 4 mit nichtlinearer Innenkontur (230 mm) gleich groß, so verlaufen die Direktivitäts-Kurven nahezu parallel zueinander. Der Verlauf ist hingegen bei einer geringeren Transmission (150 mm) steiler und bei einer größeren Transmission (550 mm) flacher. In Fig. 4b sind dargestellt die Fernfelder der aus Fig. 3 bekannten Anordnung mit einer Rohrlänge des Abstrahlabschnitts 5 von 1500 mm und 750 mm sowie das ideale Modenfeld. Wie Fig. 4b entnommen werden kann, handelt es sich bei dem beschriebenen Effekt um einen parasitären Überlagerungseffekt zweier strahlender Querschnitte, da die Direktivitätssteigerung lediglich aufgrund der konstruktiven Überlagerung des HE_{11} -Modenfeldes mit dem parasitär im Bereich des hornförmigen zweiten Übergangsabschnitt 4 abstrahlenden Leckfeldes entsteht. Da beide Feldanteile nahezu die gleiche Wellenzahl besitzen, wird der gesamte Effekt erst bei größeren Längen des als Rohr ausgebildeten Abstrahlabschnitts 5 sichtbar, also wenn die Direktivität wieder abfällt, wozu nochmals auf die in

Fig. 3 dargestellte Feldverteilung verwiesen wird.

[0032] Um interne Reflexionen in der dielektrischen Antenne 1 zu vermindern, sind verschiedene gestufte Impedanzwandler innerhalb der dielektrischen Antenne 1 ausgebildet, die nach dem Prinzip eines Viertelwellen-Transformators arbeiten. So wird ein erster gestufter Impedanzwandler 11 durch die Innenkontur 10 des den dielektrischen Stab umfassenden ersten Übergangsabschnitts 3 im Übergang zum speiseseitigen Vollstabbereich gebildet, der im vorliegenden Fall als einstufiger Impedanzwandler ausgebildet ist. Einstufige Impedanzwandler führen in rein dielektrischen Übergangsbereichen bereits zu guten Ergebnissen hinsichtlich der Vermeidung von internen Reflexionen. Ferner ist bei den dielektrischen Antennen 1 gemäß den Fig. 1 und 2 vorgesehen, dass der dielektrische Speiseabschnitt 2 als weiterer gestufter Impedanzwandler 12 ausgebildet ist, der ebenfalls nach dem Prinzip eines Viertelwellen-Transformators arbeitet. Dabei weist der gestufte Impedanzwandler 12 eine Innenkontur mit sich in Abstrahlrichtung 7 verjüngendem Querschnitt auf, wobei die kleinste Stufe mit einem Innensechskantprofil als Innenkontur ausgebildet ist, was hinsichtlich der Montage der dielektrischen Antenne 1 von Vorteil ist, aber auch - wie bereits weiter oben ausgeführt - hinsichtlich elektromagnetischer Eigenschaften eine besonders bevorzugte Struktur ist.

[0033] Von besonderer Bedeutung bei dem im dielektrischen Speiseabschnitt 2 vorgesehenen gestuften Impedanzwandler 12 ist, dass der Außendurchmesser des dielektrischen Speiseabschnitts 2 so gewählt ist, dass im Montagezustand der Antenne ein radialer Spalt 13 zwischen dem Speiseabschnitt 2 und einem speisenden Hohlleiter 14 ausgebildet ist, in den der Speiseabschnitt 2 hineinragt, wobei sich vorliegend der radiale Spalt 13 in Abstrahlrichtung 7 im Wesentlichen über die axiale Ausdehnung des im dielektrischen Speiseabschnitt 2 ausgebildeten gestuften Impedanzwandlers 12 erstreckt, was insbesondere in Fig. 5 zu erkennen ist.

[0034] Ein dritter gestufter Impedanzwandler 19, der nach dem Prinzip eines Viertelwellen-Transformators arbeitet, ist am als Rohr ausgestalteten Abstrahlabschnitt 2 vorgesehen.

[0035] Eine weitere Maßnahme zur Direktivitätssteigerung, die bei den dielektrischen Antennen gemäß den Fig. 1, 2 und 5 umgesetzt ist, besteht darin, dass der dielektrische Stab im ersten Übergangsabschnitt 3 von einem metallischen, sich in Abstrahlrichtung 7 der Antenne 1 öffnenden Hornansatz 15 umgeben ist, wobei sich der metallische Hornansatz 15 weder in den Bereich des im dielektrischen Speiseabschnitt 2 ausgebildeten gestuften Impedanzwandlers 12 noch in den Bereich des gestuften Impedanzwandlers 11 im ersten Übergangsabschnitt 3 erstreckt. Die Erfahrung zeigt, dass bereits metallische Hornansätze 15, die den Außendurchmesser des dielektrischen Stabes im ersten Übergangsabschnitt 3 höchstens um den Faktor 2 übersteigen bereits zu einer merklichen Direktivitätssteigerung führen, wie beispielsweise die metallischen Hornansätze 15 in den Fig. 1, 2 und 5, die einen maximalen Außendurchmesser von 40 mm aufweisen gegenüber einem Außendurchmesser des im ersten Übergangsabschnitt 3 ausgebildeten dielektrischen Stabs von 22 mm.

[0036] Vorteilhaft ist ferner bei den Ausführungsbeispielen gemäß den Fig. 1 und 5, dass der metallische Hornansatz 15 von einer dielektrischen Umhüllung 16 umgeben ist, wobei die dielektrische Umhüllung 16 vorliegend den metallischen Hornansatz 15 mechanisch mit der dielektrischen Antenne 1 verbindet und den metallischen Hornansatz 15 an der dielektrischen Antenne fixiert. Vorliegend ist die dielektrische Umhüllung 16 einstückig mit den anderen dielektrischen Teilen der dielektrischen Antenne 1 ausgebildet, sie wird nämlich in einem Spritzvorgang an die dielektrische Antenne 1 angeformt. Die dielektrischen Umhüllungen 16 gemäß den Ausführungsbeispielen in den Fig. 1 und 5 weisen auch Außengewinde 17 zur Montage der dielektrischen Antenne 1 in einen prozessseitigen Flansch auf, wobei der prozessseitige Flansch hier nicht dargestellt ist. Die Umhüllung 16 in Fig. 1 ist benachbart zum Außengewinde 17 als Mutter ausgestaltet, was die Montage der Antenne 1 insgesamt erleichtert.

[0037] Die dielektrische Umhüllung 16 gemäß Fig. 2 ist zusätzlich als vertikal zur Abstrahlrichtung 7 der Antenne 1 erstreckter Fortsatz ausgestaltet, der als Dichtungsplatte zwischen nicht dargestellten Montageflanschen dient; derart ist auf einfache Weise - eine ausreichende Dicke der Dichtungsplatte vorausgesetzt - auch ein Explosions- und/oder Flammschutz erzielbar.

[0038] Die dielektrische Umhüllung 16 bringt für alle gezeigten Ausführungsbeispiele, Fig. 1, 2 und 5, mehrere Vorteile mit sich, die praktisch von erheblicher Bedeutung sein können, wie z. B. die Kapselung sämtlicher Metallteile zum Prozess und die Möglichkeit, auf sonst übliche Dichtungselemente innerhalb der Stabgeometrie bzw. des Hohlleiters zu verzichten, da die Dichtungselemente elektromagnetisch beträchtliche Nachteile mit sich bringen können.

[0039] Weitere Stabilität und verbessertes elektromagnetisches Übertragungsverhalten wird dadurch erzielt, dass - wie in den Fig. 1, 2 und 5 dargestellt, dem metallischen Hornansatz 15 in Richtung auf den Speiseabschnitt 2 eine zylindrische Metallhülse 18 angeformt ist, die als Übergang zu einem speisenden, metallischen Hohlleiter 14 dient, bzw. selbst in diesem Abschnitt den speisenden Hohlleiter 14 darstellt. In Fig. 2 ist ferner im Speiseabschnitt 2 der Antenne 1 ein zwischen dem Speiseabschnitt 2 und dem metallischen Hornansatz 15 bzw. der umgebenden Metallhülse 18 ausgebildetes Gewinde angedeutet, mit dem der dielektrische Teil der Antenne in dem metallischen Hornansatz 15 bzw. der umgebenden Metallhülse 18 gesichert ist.

Patentansprüche

1. Dielektrische Antenne, mit einem dielektrischen Speiseabschnitt (2), einem einen dielektrischen Stab umfassenden ersten Übergangsabschnitt (3), einem weiteren, ein dielektrisches Horn bildenden zweiten Übergangsabschnitt (4) und einem dielektrischen Abstrahlabschnitt (5), wobei der Speiseabschnitt (2) mit elektromagnetischer Strahlung (6) beaufschlagbar ist, mit dem ersten Übergangsabschnitt (3) und dem zweiten Übergangsabschnitt (4) elektromagnetische Strahlung (6) führbar ist und die elektromagnetische Strahlung von dem Abstrahlabschnitt (5) als Freiraumwelle abstrahlbar ist, wobei der das dielektrische Horn umfassende zweite Übergangsabschnitt (4) eine sich in Abstrahlrichtung zunehmend öffnende Innenkontur (8) aufweist und diese Innenkontur (8) die Grenzfläche des dielektrischen Horns zu einem von dem dielektrischen Horn umfassten Hohlraum bildet, wobei sich die in den Speiseabschnitt (2) eingespeiste elektromagnetische Strahlung (6) über den dielektrischen Speiseabschnitt (2) in den den dielektrischen Stab umfassenden ersten Übergangsabschnitt (3) und von dort aus in den weiteren, ein dielektrisches Horn bildenden zweiten Übergangsabschnitt (4) fortpflanzt und dann über den Abstrahlabschnitt (5) abgestrahlt wird und wobei der Abstrahlabschnitt (5) als sich an den zweiten Übergangsabschnitt (4) anschließendes dielektrisches Rohr mit einem Außendurchmesser ausgestaltet ist,
dadurch gekennzeichnet,
dass der als dielektrisches Rohr ausgestaltete Abstrahlabschnitt (5) zum Freiraum hin als gestufter Impedanzwandler (19) nach dem Prinzip eines Viertelwellentransformators ausgebildet ist.
2. Dielektrische Antenne nach Anspruch 1, **dadurch gekennzeichnet, dass** der dielektrische Speiseabschnitt (2) als gestufter Impedanzwandler (12) nach dem Prinzip eines Viertelwellentransformators ausgebildet ist, insbesondere wobei der gestufte Impedanzwandler (12) eine Innenkontur mit sich in Abstrahlrichtung (7) verjüngendem Querschnitt aufweist, insbesondere wenigstens eine Stufe mit einem Innensechskantprofil als Innenkontur aufweist.
3. Dielektrische Antenne nach Anspruch 1 oder 2, **dadurch gekennzeichnet, dass** der als dielektrisches Rohr ausgestaltete Abstrahlabschnitt (5) zum Freiraum hin als gestufter und eine Innenkontur mit sich in Abstrahlrichtung (7) erweiterndem Querschnitt aufweisender Impedanzwandler (19) ausgebildet ist, insbesondere wobei der gestufte Impedanzwandler (19) wenigstens eine Stufe in der Innenkontur aufweist.

Claims

1. Dielectric antenna having a dielectric feeding section (2), a first transition section (3) comprising a dielectric rod, a further, second transition section (4) forming a dielectric horn, and a dielectric emitting section (5), wherein the feeding section (2) can be impinged with electromagnetic radiation (6), electromagnetic radiation (6) can be guided with the first transition section (3) and the second transition section (4) and the electromagnetic radiation can be emitted from the emitting section (5) as airborne waves, wherein the second transition section (4) comprising the dielectric horn has an inner contour (8) increasingly opening in the direction of emission and this inner contour (8) forms the interface of the dielectric horn to a hollow space surrounded by the dielectric horn, wherein the electromagnetic radiation fed into the feeding section (2) propagates via the dielectric feeding section (2) into the first transition section (4) incorporating the dielectric rod and, from there, into the further, second transition section (4) forming a dielectric horn, and is then emitted via the emitting section (5), and wherein the emitting section (5) is designed as a dielectric tube with an outer diameter connecting to the second transition section (4),
characterized in
that the emitting section (5) as a dielectric tube is formed toward the free space as a staged impedance converter (19) according to the principle of a quarter wave transformer.
2. Dielectric antenna according to claim 1, **characterized in that** the dielectric feeding section (2) is formed as a staged impedance converter (12) according to the principle of a quarter wave transformer, in particular wherein the staged impedance converter (12) has an inner contour tapering in the direction of emission (7), in particular at least one stage with an inner hexagonal profile as inner contour.
3. Dielectric antenna according to claim 1 or 2, **characterized in that** the emitting section (5) designed as dielectric tube is formed toward the free space as a staged impedance converter (19), in particular wherein the staged impedance converter (19) has an inner contour increasing in the direction of emission (7), in particular wherein the staged impedance converter (19) has at least one stage in the inner contour.

Revendications

1. Antenne diélectrique dotée d'une partie diélectrique d'alimentation (2), d'une première partie de transition (3) comprenant un barreau diélectrique, d'une deuxième partie de transition (4) formant une corne diélectrique et d'une partie diélectrique d'émission (5), un rayonnement électromagnétique (6) pouvant être appliqué sur la partie d'alimentation (2), le rayonnement électromagnétique (6) pouvant être guidé par la première partie de transition (3) et la deuxième partie de transition (4) et le rayonnement électromagnétique pouvant être émis dans l'espace libre sous la forme d'une onde par la partie d'émission (5),
la deuxième partie de transition (4) comprenant la corne diélectrique présentant un contour intérieur (8) qui s'ouvre de façon croissante dans la direction d'émission et ce contour intérieur (8) formant la surface frontière entre la corne diélectrique et une cavité contenue dans la corne diélectrique, le rayonnement électromagnétique (6) injecté dans la partie d'alimentation (2) se propageant dans la première partie de transition (3) comprenant le barreau diélectrique par la partie d'alimentation (2) diélectrique et de là dans la deuxième partie de transition (4) formant une corne diélectrique et puis est émise par la partie d'émission (5), la partie d'émission (5) étant configurée comme tube diélectrique raccordé à la deuxième partie de transition (4) et présentant un diamètre extérieur,
caractérisée en ce que
la partie d'émission (5) configurée comme tube diélectrique et émettant dans l'espace libre est configurée comme convertisseur d'impédance (19) en gradins selon le principe d'un transformateur de quart d'onde.
2. Antenne diélectrique selon la revendication 1, **caractérisée en ce que** la partie diélectrique d'alimentation (2) est configurée comme convertisseur d'impédance (12) en gradins selon le principe d'un transformateur de quart d'onde, le convertisseur d'impédance (12) étagé présentant un contour intérieur dont la section transversale se rétrécit dans la direction d'émission (7) et présentant en particulier au moins un gradin doté d'un profil intérieur à six pans comme contour intérieur.
3. Antenne diélectrique selon les revendications 1 ou 2, **caractérisée en ce que** la partie d'émission (5) configurée comme tube diélectrique et émettant en direction de l'espace libre est configurée comme convertisseur d'impédance (19) en gradins et présentant un contour intérieur dont la section transversale s'évase dans la direction d'émission (7), le convertisseur d'impédance (19) en gradins présentant en particulier au moins un gradin dans son contour intérieur.

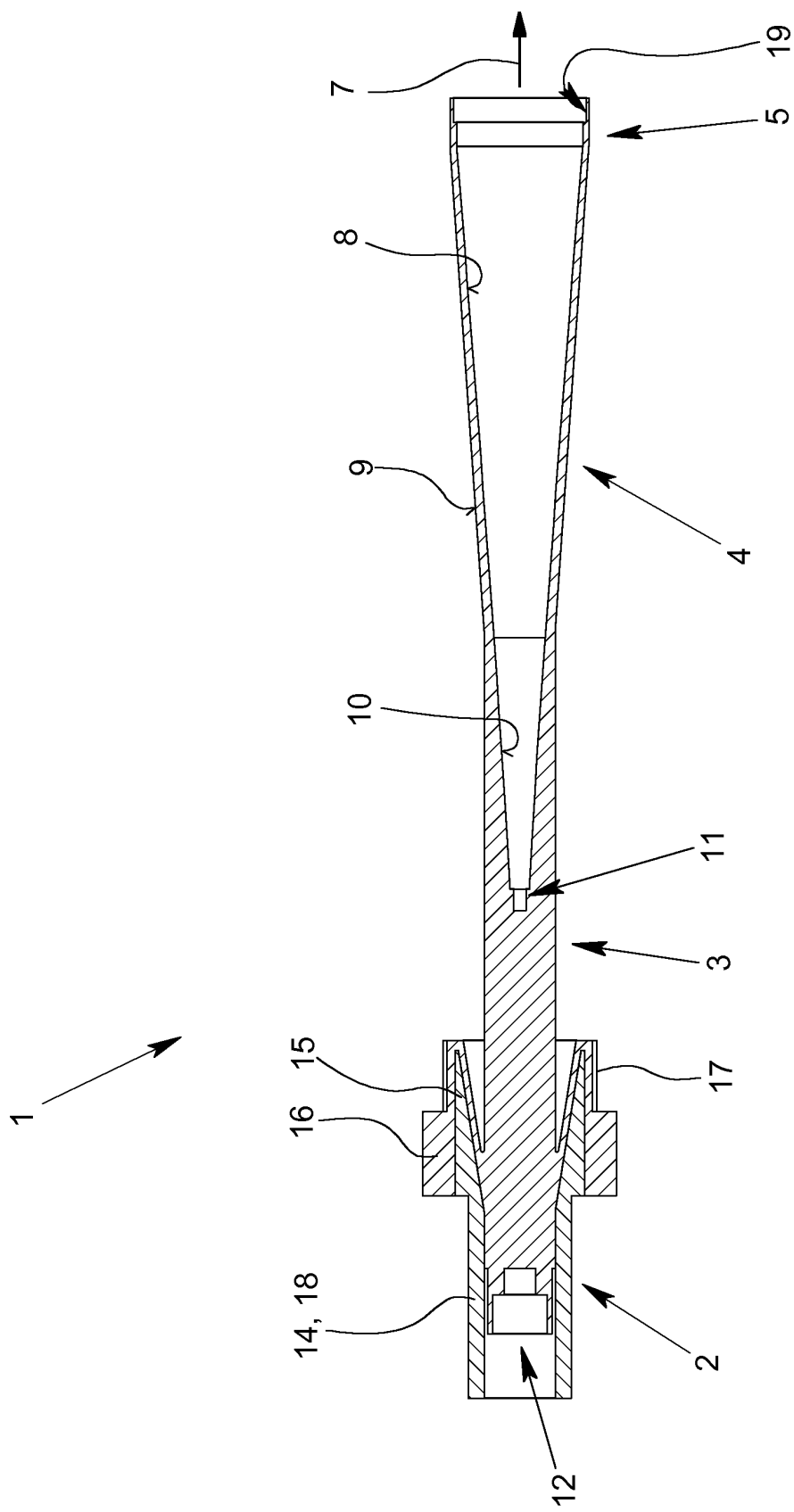


Fig. 1

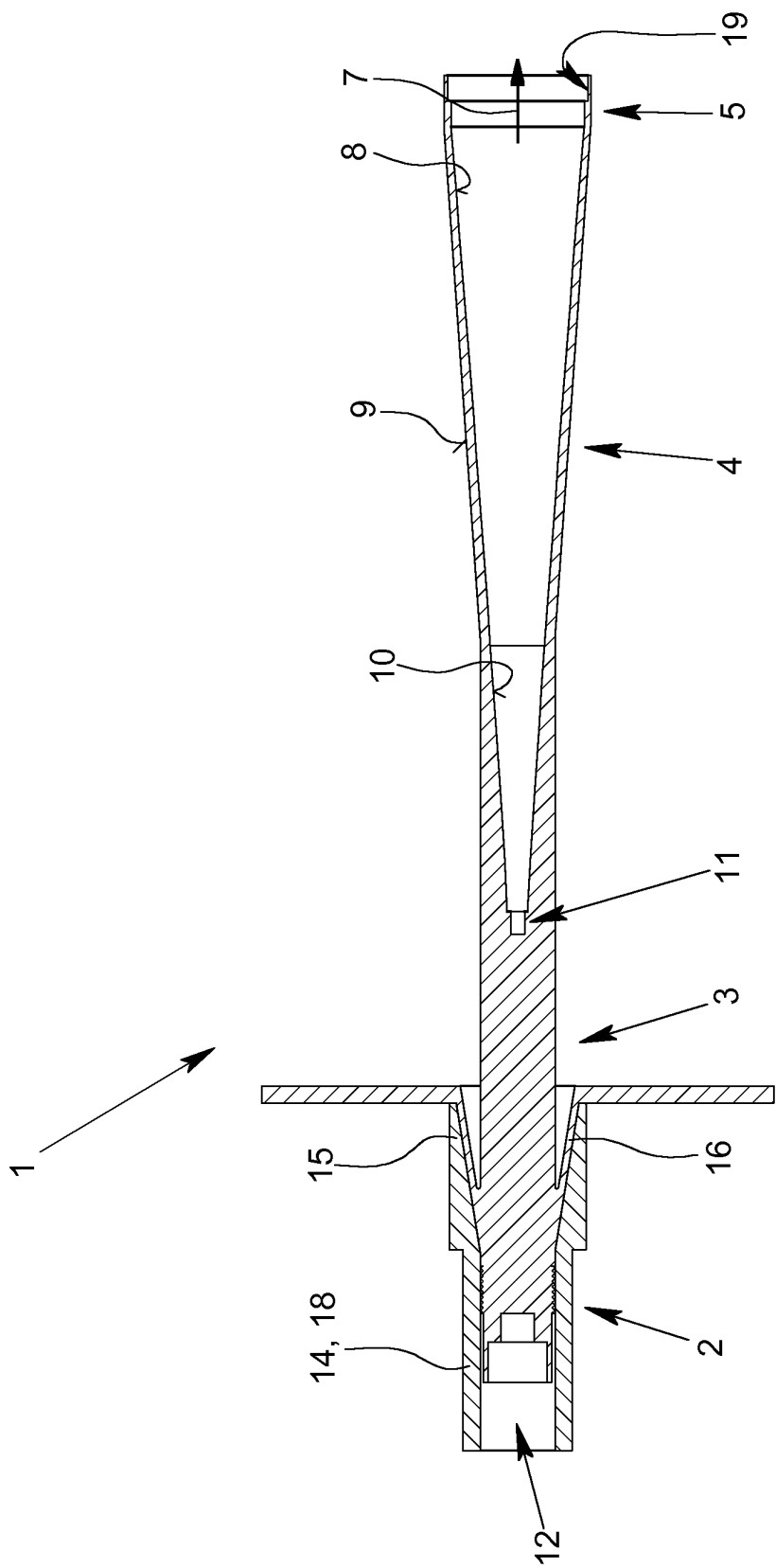


Fig. 2

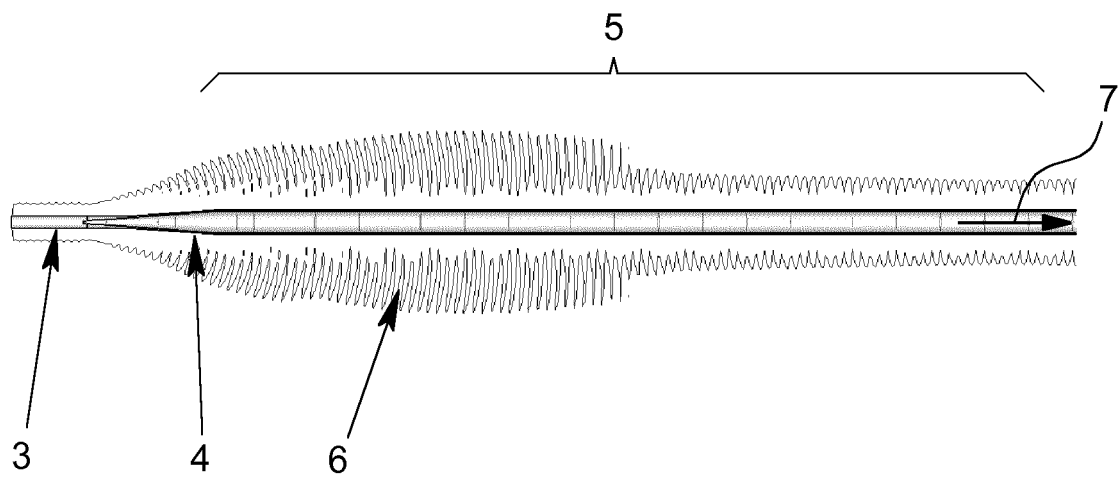


Fig. 3

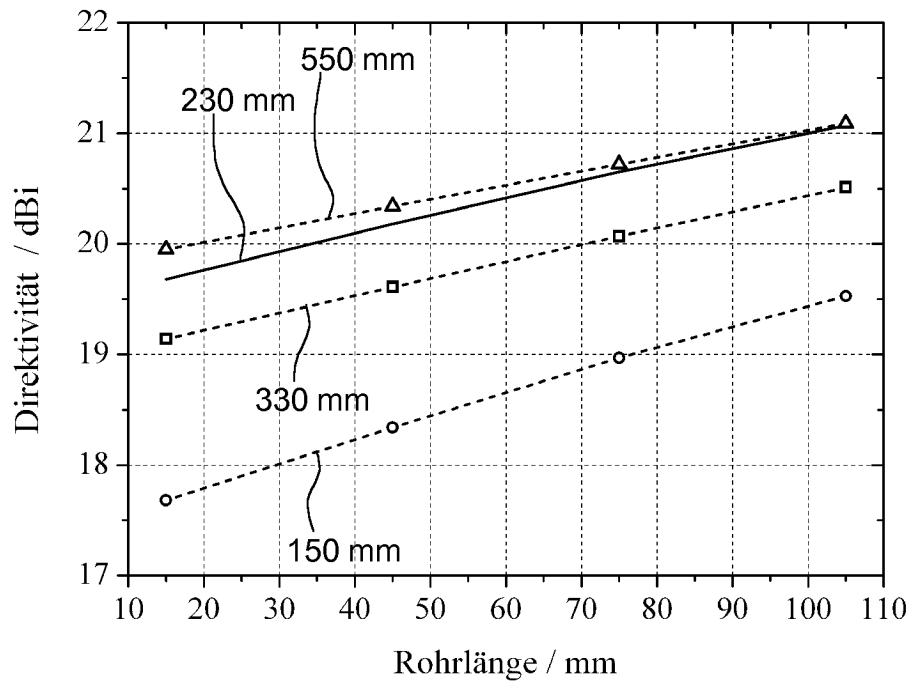


Fig. 4a

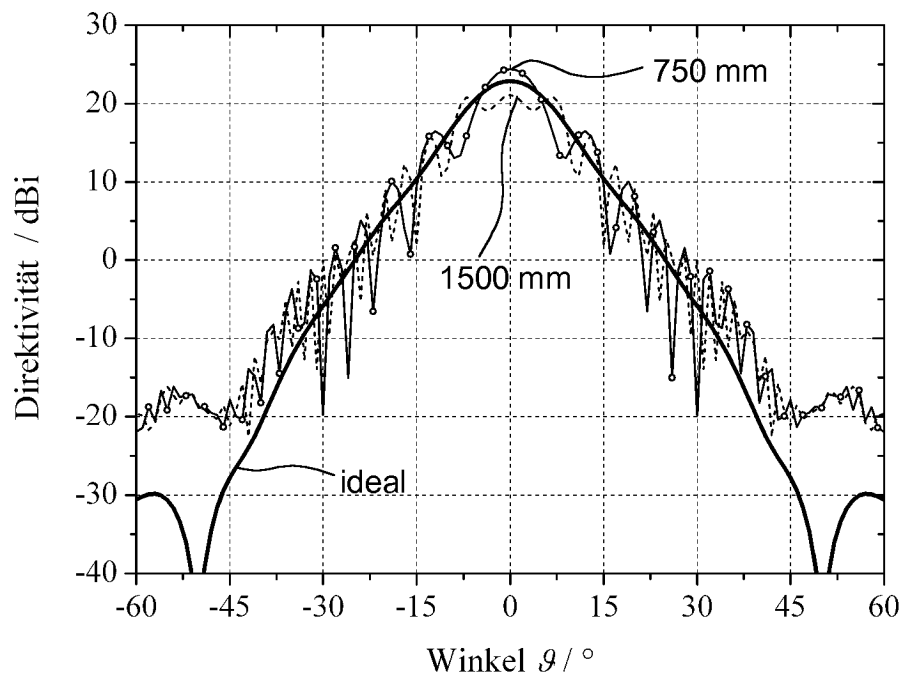


Fig. 4b

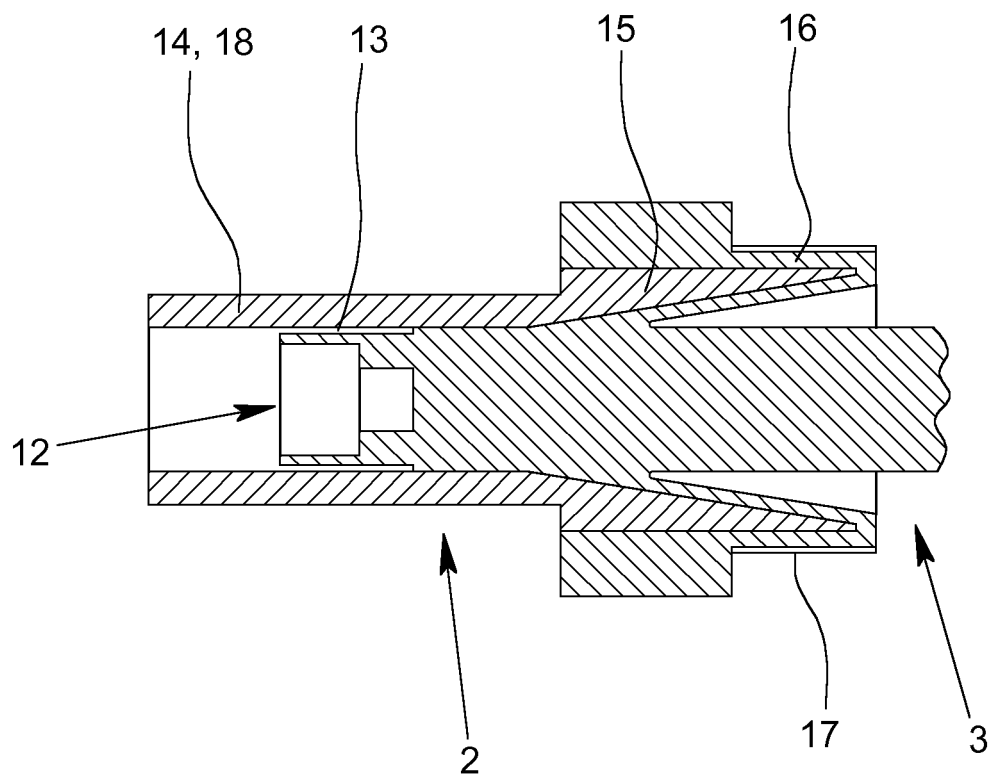


Fig. 5

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 1076379 A2 [0006]

In der Beschreibung aufgeführte Nicht-Patentliteratur

- **J. R. JAMES.** Engineering Approach to the Design of Tapered Dielectric-rod and Horn Antennas. *The Radio and Electronic Engineer*, Juni 1972, vol. 42 (6) [0002]