

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

(19) Weltorganisation für geistiges
Eigentum

Internationales Büro

(43) Internationales
Veröffentlichungsdatum
30. Juni 2016 (30.06.2016)



(10) Internationale Veröffentlichungsnummer
WO 2016/101940 A1

- (51) Internationale Patentklassifikation:
G01S 13/32 (2006.01) *G01S 13/36* (2006.01)
- (21) Internationales Aktenzeichen: PCT/DE2014/100464
- (22) Internationales Anmeldedatum:
23. Dezember 2014 (23.12.2014)
- (25) Einreichungssprache: Deutsch
- (26) Veröffentlichungssprache: Deutsch
- (71) Anmelder: **BALLUFF GMBH** [DE/DE];
Schurwaldstraße 9, 73765 Neuhausen a.d.F. (DE).
- (72) Erfinder: **EBERSPÄCHER, Mark**; Rosenstraße 18,
72636 Frickenhausen (DE). **FERICEAN, Sorin**;
Glemseckstraße 34, 71229 Leonberg (DE).
- (74) Anwalt: **JAKELSKI & ALTHOFF**; Patentanwälte,
Mollenbachstraße 37, 71229 Leonberg (DE).
- (81) Bestimmungsstaaten (soweit nicht anders angegeben, für
jede verfügbare nationale Schutzrechtsart): AE, AG, AL,
AM, AO, AT, AU, AZ, BA, BB, BG, BH, BN, BR, BW,
BY, BZ, CA, CH, CL, CN, CO, CR, CU, CZ, DE, DK,

DM, DO, DZ, EC, EE, EG, ES, FI, GB, GD, GE, GH, GM,
GT, HN, HR, HU, ID, IL, IN, IR, IS, JP, KE, KG, KN, KP,
KR, KZ, LA, LC, LK, LR, LS, LU, LY, MA, MD, ME,
MG, MK, MN, MW, MX, MY, MZ, NA, NG, NI, NO, NZ,
OM, PA, PE, PG, PH, PL, PT, QA, RO, RS, RU, RW, SA,
SC, SD, SE, SG, SK, SL, SM, ST, SV, SY, TH, TJ, TM,
TN, TR, TT, TZ, UA, UG, US, UZ, VC, VN, ZA, ZM,
ZW.

(84) Bestimmungsstaaten (soweit nicht anders angegeben, für
jede verfügbare regionale Schutzrechtsart): ARIPO (BW,
GH, GM, KE, LR, LS, MW, MZ, NA, RW, SD, SL, ST,
SZ, TZ, UG, ZM, ZW), eurasisches (AM, AZ, BY, KG,
KZ, RU, TJ, TM), europäisches (AL, AT, BE, BG, CH,
CY, CZ, DE, DK, EE, ES, FI, FR, GB, GR, HR, HU, IE,
IS, IT, LT, LU, LV, MC, MK, MT, NL, NO, PL, PT, RO,
RS, SE, SI, SK, SM, TR), OAPI (BF, BJ, CF, CG, CI, CM,
GA, GN, GQ, GW, KM, ML, MR, NE, SN, TD, TG).

Veröffentlicht:

— mit internationalem Recherchenbericht (Artikel 21 Absatz 3)

(54) Title: PROXIMITY SENSOR AND METHOD FOR MEASURING THE DISTANCE FROM A TARGET

(54) Bezeichnung : NÄHERUNGSSENSOR UND VERFAHREN ZUR MESSUNG DES ABSTANDS EINES TARGETS

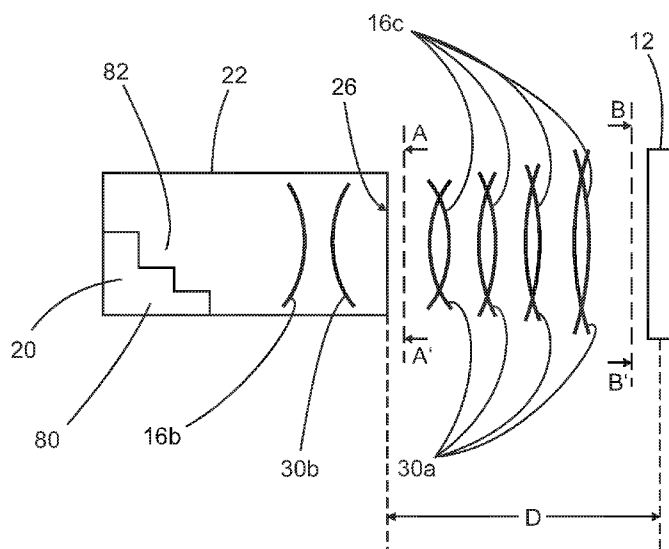


Fig. 10

(57) Abstract: The invention relates to a proximity sensor (10) and to a method for measuring the distance (D) from a target (12). The proximity sensor (10) contains a microwave oscillator (52) which provides, as an output signal (54), a transmission wave (16) which is emitted by the proximity sensor (10) in the direction of the target (12) as a free space transmission wave (16c) which is reflected by the target (12), which is electrically conductive or has at least one electrically conductive surface, as a free space reflection wave (30a) and is received by the proximity sensor (10) as a reflection wave (30), wherein the distance (D) is determined from the transmission wave (16) and the reflection wave (30). The transmission wave (16) is guided in a waveguide (22) as a waveguide transmission wave (16b). Coupling the transmission wave (16) into the waveguide (22) is provided with a wave mode which leads to the detachment of the waveguide transmission wave (16b) at the aperture (26) at the front end of the waveguide (22) into the free space transmission wave (16c) and to the propagation of the free space transmission wave (16c) to the target (12). The proximity sensor (10) according to the invention and the method according to the invention are distinguished by virtue of provision being made in the waveguide (22) for a transmission path (80) for guiding the transmission wave (16) as a waveguide

transmission wave (16b) and for at least one reception path (82) which is electromagnetically decoupled from the transmission path (80) and provided for guiding the reflection wave (30) as a waveguide reflection wave (30b).

(57) Zusammenfassung:

[Fortsetzung auf der nächsten Seite]



Die Erfindung betrifft einen Näherungssensor (10) und ein Verfahren zur Messung des Abstands (D) eines Targets (12). Der Näherungssensor (10) enthält einen Mikrowellenoszillator (52), der als Ausgangssignal (54) eine Sendewelle (16) bereitstellt, welche der Näherungssensor (10) in Richtung auf das Target (12) als Freiraum-Sendewelle (16c) abstrahlt, die das Target (12), welches elektrisch leitfähig ist oder zumindest eine elektrisch leitfähige Oberfläche aufweist, als Freiraum-Reflexionswelle (30a) reflektiert und der Näherungssensor (10) als Reflexionswelle (30) empfängt, wobei eine Ermittlung des Abstands (D) aus der Sendewelle (16) und der Reflexionswelle (30) vorgesehen ist. Die Sendewelle (16) ist in einem Hohlleiter (22) als Hohlleiter-Sendewelle (16b) geführt. Die Einkopplung der Sendewelle (16) in den Hohlleiter (22) ist mit einem Wellenmode vorgesehen ist, der zur Ablösung der Hohlleiter-Sendewelle (16b) an der Apertur (26) am vorderen Ende des Hohlleiters (22) in die Freiraum-Sendewelle (16c) und zur Propagierung der Freiraum-Sendewelle (16c) zum Target (12) führt. Der erfindungsgemäße Näherungssensor (10) und das erfindungsgemäße Verfahren zeichnen sich dadurch aus, dass im Hohlleiter (22) ein Sendepfad (80) zur Führung der Sendewelle (16) als eine Hohlleiter-Sendewelle (16b) und wenigstens ein vom Sendepfad (80) elektromagnetisch entkoppelter Empfangspfad (82) zur Führung der Reflexionswelle (30) als eine Hohlleiter-Reflexionswelle (30b) vorgesehen sind.

5

10 **Titel****Näherungssensor und Verfahren zur Messung des Abstands eines Targets**

Die Erfindung geht aus von einem Näherungssensor und einem Verfahren zur
15 Messung des Abstands eines Targets nach der Gattung der unabhängigen
Ansprüche.

Stand der Technik

20 In der Patentschrift EP 1 000 314 B1 wird eine kreiszylindrische
Abstandsmessvorrichtung beschrieben, die auf der Ermittlung der
Resonanzfrequenz eines Hohlraumresonators beruht. Der Resonator wird aus dem
Resonatorgehäuse und dem zu detektierenden Target gebildet. Die physikalische
Resonatorlänge setzt sich dabei aus der Länge des Resonatorgehäuses und dem
25 Abstand zum Target zusammen. Wird eine Mindestgröße des zu detektierenden
Targets überschritten, ist die Resonanzfrequenz unmittelbar mit der Länge des
Resonators verknüpft, woraus auf den Targetabstand geschlossen werden kann.
Die genaue Abhängigkeit zwischen Resonatorlänge und Resonanzfrequenz hängt
von der vorliegenden Feldverteilung und somit vom verwendeten Hohlleiter-
30 Wellenmode ab. Als entscheidender Faktor beim Entwurf geht dabei die elektrische
Permittivität der Hohlleiterfüllung mit ein. Nimmt dieser Wert zu, verkleinern sich
einerseits sowohl die Baulänge des Resonators als auch der benötigte Querschnitt.

Andererseits verringert sich mit zunehmender Permittivität aber auch die Reichweite der Abstandsmessvorrichtung.

Bei dem beschriebenen Konzept wird als Resonatorrückwand ein metallisiertes Dielektrikum vorgesehen, auf dem sich auf der Außenseite die Auswertelektronik befindet. Zur Ankopplung der Elektronik an den Resonator wird entweder eine koplanare Schlitzkopplung oder eine Mikrostreifenleitung vorgeschlagen. Die Einkopplung mittels Mikrostreifenleitung ist vor allem dann hilfreich, wenn die Auswertelektronik vom Resonator abgesetzt montiert werden soll, beispielsweise aus Gründen der thermischen Entkopplung. Zusätzlich können entweder ein oder zwei Koppelstellen realisiert werden, je nachdem, ob der Resonator im Transmissions- oder im Reflexionsbetrieb verwendet werden soll.

Zur Bestimmung der Resonanzfrequenz enthält die Auswertelektronik einen einstellbaren Oszillator, dessen Frequenz innerhalb einer gewissen Bandbreite linear durchgestimmt und der resultierende Reflexions- oder Transmissionsfaktor des Resonators beobachtet wird. In der Umgebung einer Resonanzfrequenz weisen diese Faktoren starke Variationen auf, die sich systematisch durch Differenzieren nach der Frequenz erkennen lassen. Da schaltungstechnisch durch die Ansteuerung ein linearer Zusammenhang zwischen Frequenz und Zeit besteht, kann die Ableitung nach der Frequenz mittels einer Ableitung nach der Zeit erhalten werden. Übersteigt die so gewonnene zweite Ableitung eine vorgegebene Schwelle, ist eine Resonanz erkannt und die Frequenz wird nicht weiter verstimmt, sondern konstant gehalten und ihr aktueller Wert mittels eines Frequenzzählers ermittelt.

Als alternativer Ansatz zur Frequenzbestimmung wird in der Patentschrift EP 1 000 314 B1 ein Konzept auf Basis einer geschlossenen Phasenregelschleife (PLL) vorgeschlagen. Hierbei wird die Sollfrequenz über einen direkten digitalen Synthesizer (DDS) als Führungsgröße der PLL vorgegeben. Erkennt nun die Detektionsschaltung eine Resonanz, ist die Frequenz durch die Einstellungen des

digitalen Synthesizers unmittelbar bekannt, wodurch die Zyklusdauer einer Messung deutlich verkürzt werden kann.

Unabhängig davon, wie die Resonanzfrequenz ermittelt wird, ist bei diesem Resonatorverfahren die Tatsache nachteilig, dass der zu erfassende Abstandsbereich unmittelbar die benötigte Bandbreite der Betriebsfrequenz vorgibt. Für industrielle Sensoren ist die nutzbare Bandbreite fest vorgegeben und somit auch der Abstandsbereich.

Ungeachtet der zulässigen ISM-Bänder (**I**ndustrial, **S**cientific and **M**edical Band) wird ein Frequenzbereich für den Betrieb zwischen 1 – 100 GHz vorgeschlagen, wobei die Bandbreite ungefähr 2 GHz bzw. 10 % betragen soll. Zusätzlich erweist es sich als schwierig, mit diesem Resonatorkonzept große Abstandsbereiche realisieren zu können. Grund hierfür ist zum einen, dass bei größer werdenden Abständen die Änderungen der Resonanzfrequenz kleiner werden. Zusätzlich führt die kleiner werdende Güte des Resonators nur noch zu schwach ausgeprägten Minima in den Reflexions- oder Transmissionsfaktoren, wodurch die Detektion der zugehörigen Resonanzfrequenzen fehleranfällig wird. Dies ist ersichtlich, wenn die Lage der Resonanzfrequenz in der komplexen Frequenz-Ebene veranschaulicht wird. Mit abnehmender Güte entfernt sich die komplexe Eigenfrequenz von der ω -Achse, wodurch beim Verstimmen des Oszillators keine Singularität mehr durchlaufen werden kann. Die begrenzte Reichweite ist zusätzlich durch die Wahl des verwendeten TE₀₁-Wellenmodes bedingt, da die Feldverteilung um den Hohlleiter in diesem Fall vorwiegend evaneszente Wellen aufweist, die schnell mit zunehmender Entfernung abklingen.

In dem Fachbeitrag von S. Bonerz, W. Bechteler, J. Greif, „Sensorsystem zur Überwachung der Werkzeugplananlage auf Basis von Keramikresonatoren und Hohlleiterstrukturen“, ANSYS Conference and 29th CADFEM Users Meeting, 19. – 21. Oktober 2011, wurde ein Verfahren vorgestellt, bei dem die Ermittlung eines Abstands eines Targets von einem Abstandssensor ebenfalls auf Grundlage eines

Hohlleiterresonators basiert. Auch hier bestimmt der zu messende Abstand die Länge eines Resonators und somit dessen Resonanzfrequenz. Der verwendete Hohlleiter-Wellenmode ist hier der Grundmode TE₁₁ eines kreiszylindrischen Hohlleiters. Die Resonanzfrequenz wird durch einen Frequenzsweep anhand einer
5 Messung der aufgenommen Wirkleistung des Resonators ermittelt.

In dem Fachbeitrag von T. F. Bechteler, A. S. A. Bechteler, "The Groove-Guide Oscillator," IEEE Microwave Magazine, Vol. 12, No. 6, Seiten 110 – 119, Okt. 2011, ist ein Abstandsmessverfahren auf Grundlage eines sogenannten Groove-Guide
10 Oscillators beschrieben, das ebenfalls einem Resonatorkonzept entspricht. Obwohl auch hier das Problem der Abstandsmessung auf die Ermittlung von Eigenfrequenzen eines Resonators zurückgeführt wird, unterscheidet sich jedoch dieses System sowohl im Aufbau des Resonators als auch in der vorgeschlagenen Ermittlung der Resonanzfrequenz grundlegend von dem in der Patentschrift
15 EP 1 000 314 B1 beschriebenen Lösungsansatz. Kernstück des bekannten Abstandensors bildet ein Groove-Guide Oscillator. Prinzipiell versteht man in der Mikrowellentechnik unter einem Groove-Guide einen Wellenleiter, der zwei gegenüber liegende Platten enthält, in die jeweils in Ausbreitungsrichtung der Wellen eine Kerbe mit rechteckigem Querschnitt eingebracht ist. Die gesamte
20 Anordnung ist symmetrisch bezüglich einer Ebene, deren Normale mit der Verbindungslinie beider Platten zusammenfällt. In dem Raum, der sich durch die Kerben und die leitenden Platten ergibt, können in Richtung der Kerbe ausbreitungsfähige Wellenmoden existieren. Aufgrund der geforderten Symmetrie und der starken Abhängigkeit der Ausbreitungseigenschaften vom Plattenabstand
25 stellt dieser Wellenleiter hohe Anforderung an die Fertigungsgenauigkeit.

Wesentlich einfacher ist die Fertigung eines alternativ einsetzbaren „halbsymmetrischen“ Wellenleiters, bei dem die eine Hälfte der Anordnung vollständig durch eine leitende Ebene ersetzt wird.

Die auch bei den beschriebenen Wellenleitern vorhandene Abhängigkeit der Ausbreitungskonstanten vom Abstand zum Target wird zur Ermittlung des Abstands herangezogen. Dabei wird zur Realisierung eines Resonators die Kerbe nicht mehr gerade, sondern kreisförmig eingebracht, damit eine kreisförmige Leiterschleife entsteht. Eine Resonanz ergibt sich genau dann, wenn ein ganzzahliges Vielfaches der geführten Wellenlänge gerade dem Leiterumfang entspricht. Da die geführte Wellenlänge eine Funktion des Plattenabstandes und der Frequenz ist, kann die Resonanzbedingung innerhalb einer gewissen Bandbreite für verschiedene Abstände erfüllt und daraus die Information über den Abstand erhalten werden.

Der Oszillator wird mittels eines Gunn-Elements angeregt, wodurch der Oszillator auf seiner Eigenfrequenz schwingt. Die Frequenzbestimmung erfolgt dann durch ein Heterodynsystem, bei dem die heruntergemischte Eigenfrequenz einem Frequenzzähler zugeführt wird. Konstruktionsbedingt weist der beschriebene Abstandssensor eine große Baugröße auf, da der Durchmesser des Resonators verhältnismäßig groß gewählt werden muss, um die Strahlungsverluste in radialer Richtung klein zu halten. Der Durchmesser des beschriebenen Resonators beträgt für den Betrieb zwischen 8 – 12 GHz 60 mm bei einer Plattengröße von 200 mm x 200 mm. Der damit erzielte Messbereich erstreckt sich von 13 – 15 mm. Wird der Plattenabstand weiter vergrößert, können im betrachteten Frequenzbereich höhere Wellenmoden auftreten, wodurch Mehrdeutigkeit entsteht.

In der Patentschrift DE 10 2010 009 664 A1 ist ein Abstandssensor beschrieben, der einerseits zur Überwachung des Abstands zwischen einer Arbeitsspindel einer Werkzeugmaschine und dem stationären Teil der Werkzeugmaschine und andererseits zur Kontrolle einer Werkzeugplananlage eingesetzt wird. Zusätzlich sind Rückschlüsse auf die Drehzahl der Arbeitsspindel und die Qualität der Spindellager möglich.

Der Abstandssensor enthält eine Hochfrequenzleitung, die mit einem Oszillator und mit einer Reflexionsmesseinrichtung verbunden ist. Die Position der Arbeitsspindel relativ zu der Hochfrequenzleitung beeinflusst das Reflexionsverhalten, sodass aus dem ermittelten Reflexionsfaktor auf den Abstand geschlossen werden kann. Die
5 Hochfrequenzleitung ist beispielsweise als Mikrostreifenleitung realisiert, die aus flexiblem Material hergestellt ist, welches durch Klebung auf der Oberfläche des stationären Teils der Werkzeugmaschine befestigt wird.

Ein von einem Oszillator bereitgestelltes hochfrequentes Sendesignal wird in die
10 Hochfrequenzleitung eingekoppelt. Ein Teil des Sendesignals wird von einem ersten Richtkoppler ausgekoppelt und einem ersten Leistungsdetektor zugeführt. Der überwiegende Teil des Sendesignals wird nach dem Durchlaufen eines zweiten Richtkopplers in die Hochfrequenzleitung eingespeist.

Das vom Target zurückgestrahlte Reflexionssignal überlagert sich dem
15 Sendesignal. Ein Teil des Reflexionssignals wird vom zweiten Richtkoppler ausgekoppelt und einem zweiten Leistungsdetektor zugeführt. Die beiden Leistungsdetektoren sind mit einer Auswerteeinheit verbunden, welche das Verhältnis der beiden Leistungen, das heißt den Reflexionsfaktor ermittelt und
20 ausgibt, woraus ein Maß für den Abstand des Targets angegeben werden kann.

Zusätzlich kann noch ein dielektrischer Resonator vorgesehen sein, der ein ausgeprägtes Resonanzverhalten des Abstandssensors bewirkt. Eine Veränderung des Abstandes des Targets von dem dielektrischen Resonator hat eine
25 Verschiebung der Resonanzfrequenz des dielektrischen Resonators zur Folge. Die Ermittlung des Abstandes des Targets kann dann zusätzlich oder alternativ auf die Bewertung der Frequenzänderung gestützt werden.

In dem Fachbeitrag von C. Nguyen, S. Kim, Theory, „Analysis and Design of RF
30 Interferometric Sensors“, Springer-Verlag 2012 ist ein interferometrisches Verfahren zum Betreiben eines Abstandssensors beschrieben. Zur Gewinnung der

Abstandsinformation wird bei diesen Verfahren die Phasenverschiebung zwischen einem gesendeten und dem empfangenen Signal ausgewertet. Hierbei können Abstände zwischen dem Abstandssensor und dem Target, die größer sind als die halbe Wellenlänge des Signals nicht mehr eindeutig aus der Phasenlage erkannt werden. Im Fachbeitrag wird vorgeschlagen, eine eindeutige Phaseninformation mittels Algorithmen der Signalverarbeitung zu erhalten. Allerdings ist es hierzu notwendig, dass das Target vom Ursprung aus an die zu messende Position verschoben wird, wobei die Phase kontinuierlich aufgezeichnet wird. Ein absolut messender Abstandssensor kann damit nicht realisiert werden.

In dem Fachbeitrag von A. Stelzer et. al. „A Microwave Position Sensor with Submillimeter Accuracy“, IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques, Vol. 47, No. 12, Dezember 1999, ist ein Hybridverfahren beschrieben, bei dem das interferometrische Verfahren mit bekannten Radarverfahren, beispielsweise dem FMCW-Verfahren (Frequency Modulation Continuous Wave) kombiniert wird. Obwohl ein solches Verfahren wieder eine eindeutige Abstandsbestimmung ermöglicht, kann das Verfahren nicht ohne Weiteres zum Ersetzen von bekannten induktiven Abstandssensoren im industriellen Umfeld herangezogen werden. Der Hauptgrund liegt darin, dass typischerweise der minimal mögliche Messabstand über die Bandbreite der Betriebsfrequenz bestimmt wird, sodass nicht bis zur Position null gemessen werden kann. Weiterhin müssen geltende Vorschriften betreffend Emissionen von elektromagnetischer Strahlung beachtet werden. Ein Betrieb ist nur innerhalb eines ISM-Bandes möglich, weshalb nicht frei über die Bandbreite und den daraus resultierenden Minimalabstand entschieden werden kann. Beispielsweise ergibt sich für ein Standardsystem bei der vollen Ausnutzung der zulässigen Bandbreite von 250 MHz des ISM-Bandes bei 24 GHz ein Minimalabstand von 60 cm.

In der nicht vorveröffentlichten Patentanmeldung PCT/DE2013/000342 ist ein Sensor zum Ermitteln der Position bzw. des Abstands eines Targets beschrieben, bei welchem ebenfalls die Mikrowellentechnik zur Positions- bzw.

Abstandsmessung herangezogen wird. Der beschriebene Näherungssensor enthält einen Mikrowellenoszillator, der als Ausgangssignal eine Sendewelle bereitstellt, welche der Näherungssensor in Richtung auf das Target als Freiraum-Sendewelle abstrahlt, die das Target, welches elektrisch leitfähig ist oder zumindest eine elektrisch leitfähige Oberfläche aufweist, als Freiraum-Reflexionswelle reflektiert und der Näherungssensor als Reflexionswelle empfängt. Vorgesehen ist eine Ermittlung des Reflexionsfaktors aus der Sendewelle und der Reflexionswelle, welchen der Näherungssensor als ein Maß für den Abstand bereitstellt. Der beschriebene Näherungssensor zeichnet sich dadurch aus, dass die Sendewelle in einem Hohlleiter als Hohlleiter-Sendewelle geführt ist, dass die Einkopplung der Sendewelle in den Hohlleiter mit einem Wellenmode vorgesehen ist, der zur Ablösung der Hohlleiter-Sendewelle an der Apertur am vorderen Ende des Hohlleiters in die Freiraum-Sendewelle und zur Propagierung der Freiraum-Sendewelle zum Target führt. Vorgenommen werden können eine Messung mit hoher und eine Messung mit niedrigerer Auflösung, um Eindeutigkeit über einen größeren Abstand zu erzielen. Bei größeren Abständen tritt eine Mehrdeutigkeit des Phasenwinkels des komplexen Reflexionsfaktors auf. Eine eindeutige Ermittlung des Abstands aus der Phase des Reflexionsfaktors ist deshalb unter Berücksichtigung des Betrags des Reflexionsfaktors vorgesehen, falls innerhalb des vorgegebenen Messbereichs Mehrdeutigkeit der Phase des Reflexionsfaktors vorliegt.

Unter dem Internet-Link <http://www.w1ghz.org/antbook/conf/SEPTUM.pdf> wird ein Septumpolarisator beschrieben, der eine Trennung von in einem Hohlleiter laufenden elektromagnetischen Wellen ermöglicht. Das Septum ist eine am hinteren Ende des Hohlleiters bezogen auf die Apertur angeordnete, in Ausbreitungsrichtung der Wellen orientierte elektrisch leitende Trennwand. Die vordere Begrenzungslinie des Septums weist in Seitenansicht einen kontinuierlichen oder gestuften Verlauf auf, sodass die Fläche des Septums in Richtung der Apertur kleiner wird.

Auf beiden Seiten des Hohlleiters im Bereich des Septums befinden sich die Anschlüsse, wobei ein Anschluss zur Einspeisung eines Hochfrequenzsignals und der gegenüberliegende Anschluss zur Auskopplung eines Hochfrequenzsignals genutzt werden kann. Die speziell ausgestaltete vordere Begrenzungslinie des Septums führt dazu, dass in einem kreiszylindrischen Hohlleiter zwei orthogonale TE₁₁-Wellenmoden angeregt werden, die so ausgerichtet sind, dass das E-Feld des einen Wellenmodes senkrecht zum Septum und das E-Feld des anderen Wellenmodes parallel zum Septum ausgerichtet ist. Unter der Voraussetzung, dass das Septum dünn ausgebildet ist, wird der senkrecht zum Septum stehende Wellenmode vom Septum nicht beeinflusst, wogegen die Phasengeschwindigkeit des parallel zum Septum liegenden Wellenmodes durch die vordere Begrenzungslinie des Septums beeinflusst werden kann. Die beispielsweise stufenförmig ausgebildete Begrenzungslinie wird derart gewählt, dass die beiden Wellenmoden eine Phasenverschiebung von 90 Grad aufweisen, womit deren Überlagerung eine zirkular polarisierte Welle ergibt. Da die senkrechten Komponenten in beiden unterschiedlichen Hälften entgegengesetzt ausgerichtet sind, ergibt die Anregung in einer Hälfte eine rechtsdrehend zirkular polarisierte Welle, wogegen aus der Anregung in der anderen Hälfte eine linksdrehend zirkular polarisierende Welle folgt.

Der Erfindung liegt die Aufgabe zugrunde, einen Näherungssensor und ein Verfahren zur Messung des Abstands eines Targets mit einem weiten Erfassungsbereich anzugeben, die darüber hinaus nahezu unabhängig von der Permeabilität des zu erfassenden metallischen Targets sind und die eine Ermittlung des Abstands mit unterschiedlichen Verfahren ermöglichen.

Die Aufgabe wird durch die in den unabhängigen Ansprüchen angegebenen Merkmale jeweils gelöst.

Offenbarung der Erfindung

Die Erfindung geht aus von einem Näherungssensor zur Messung des Abstands eines Targets vom Näherungssensor. Der Näherungssensor enthält einen Mikrowellenoszillator, der als Ausgangssignal eine Sendewelle bereitstellt, welche der Näherungssensor in Richtung auf das Target als Freiraum-Sendewelle abstrahlt, die das Target, welches elektrisch leitfähig ist oder zumindest eine elektrisch leitfähige Oberfläche aufweist, als Freiraum-Reflexionswelle reflektiert und der Näherungssensor als Reflexionswelle empfängt, wobei eine Ermittlung des Abstands aus der Sendewelle und der Reflexionswelle vorgesehen ist. Die Sendewelle ist in einem Hohlleiter als Hohlleiter-Sendewelle geführt. Die Einkopplung der Sendewelle in den Hohlleiter ist mit einem Wellenmode vorgesehen, der zur Ablösung der Hohlleiter-Sendewelle an der Apertur am vorderen Ende des Hohlleiters in die Freiraum-Sendewelle und zur Propagierung der Freiraum-Sendewelle zum Target führt. Der erfindungsgemäße Näherungssensor zeichnet sich dadurch aus, dass im Hohlleiter ein Sendepfad zur Führung der Sendewelle als eine Hohlleiter-Sendewelle und wenigstens ein vom Sendepfad elektromagnetisch entkoppelter Empfangspfad zur Führung der Reflexionswelle als eine Hohlleiter-Reflexionswelle vorgesehen sind.

Die erfindungsgemäße Realisierung des Näherungssensors mit den im Hohlleiter zwei vorgesehenen elektromagnetisch voneinander entkoppelten Pfade für die Hohlleiter-Sendewelle einerseits und für die Hohlleiter-Reflexionswelle andererseits ermöglicht es, zusätzlich oder alternativ zum Reflexionsfaktor den Transmissionsfaktor zu ermitteln, wobei der Reflexionsfaktor aus dem Verhältnis von Reflexionswelle zu Sendewelle innerhalb eines Pfades und der Transmissionsfaktor aus dem Verhältnis von Reflexionswelle im Empfangspfad zu Sendewelle im Sendepfad berechnet wird. Allgemein bestimmt sich der Transmissionsfaktor aus dem Verhältnis von aus- zu einlaufender Welle an getrennten Toren.

Der Transmissionsfaktor ist eine vom Abstand des Targets abhängig messbare Größe, da dadurch der Signalpfad beschrieben wird, der durch den Sendepfad im

Hohlleiter, der Laufstrecke zum Target und wieder zurück sowie dem Empfangspfad im Hohlleiter gebildet wird. Somit ist die zweifache Wegstrecke zwischen Sensor und Target sowohl im Reflexionsfaktor als auch im Transmissionsfaktor enthalten, jedoch unterscheiden sich ihre Pfade im Hohlleiter, woraus sich unterschiedliche Messwerte ergeben.

Hierbei kann durch die Formgebung der Wellenführung innerhalb des Hohlleiters beeinflusst werden, in welcher Weise sich der Abstand zum Target auf den Betrag des Transmissionsfaktors auswirkt. Beispielsweise kann der Sensorkopf so gestaltet werden, dass der Sende- und Empfangspfad bis an die aktive Fläche des Sensors getrennt voneinander verlaufen, womit der Transmissionsfaktor zu null wird, wenn das Target vollständig an der aktiven Fläche ansteht. In diesem Fall unterbricht das Target den Signalpfad zwischen dem Sende- und Empfangspfad, wohingegen der Reflexionsfaktor maximal wird. Alternativ können Sende- und Empfangspfad schon vor der aktiven Fläche zusammengeführt werden, wodurch das Betragsmaximum hin zu kleineren Abstandswerten verschoben werden kann.

Der erfindungsgemäße Näherungssensor bietet gegenüber beispielsweise induktiven Näherungssensoren einen erheblich breiteren Messbereich, der um bis zu einem Faktor 10 größer sein kann, sowie einen größeren Linearitätsbereich.

Mit dem erfindungsgemäßen Näherungssensor können beispielsweise gegenüber einem Näherungssensor nach dem Standard-Radarprinzip, das prinzipbedingt einen Blindbereich von null bis zu einem Mindestabstand aufweist, sehr geringe Abstände im Bereich von null bis zu wenigen Zentimetern erfasst werden.

Gegenüber einem Näherungssensor, der eine charakteristische Resonanzeigenschaft ausnutzt, entfällt das teilweise zeitintensive Suchen einer Resonanzfrequenz und die Bandbreite ist unabhängig vom Abstands-Messbereich, wobei ein sehr schmalbandiger Betrieb oder sogar ein Betrieb mit der Bandbreite von null möglich ist.

Aufgrund des Wegfalls einer Modulation der Sendewelle und Wegfall des diskontinuierlichen Betriebs des Mikrowellenoszillators beansprucht der erfindungsgemäße Näherungssensor nur eine geringe Hochfrequenz-Bandbreite. Möglich ist daher sogar die Bandbreite null. Dadurch hält der erfindungsgemäße Näherungssensor problemlos die geltenden EMV-Vorschriften ein.

Ein weiterer wesentlicher Vorteil des erfindungsgemäßen Näherungssensors liegt darin, dass das Messergebnis weitgehend unabhängig von der Permeabilität des Targets ist.

Mit Blick auf die Fertigung ist es von Vorteil, dass der erfindungsgemäße Näherungssensor in Standardbauformen von bekannten induktiven Näherungssensoren realisiert werden kann.

Die erfindungsgemäße Ausgestaltung des Näherungssensors mit einem Hohlleiter, in welchen die Einkopplung der Sendewelle mit einem Wellenmode vorgesehen ist, der zur Ablösung der Hohlleiter-Sendewelle an der Apertur am vorderen Ende des Hohlleiters in eine Freiraum-Sendewelle und zu Propagierung der Freiraum-Sendewelle zum Target führt, ermöglicht einerseits die Beeinflussung der Ausbreitungsrichtung der abgestrahlten Freiraum-Sendewelle und andererseits eine Bereitstellung der Sendewelle mit einer möglichst niedrigen Leistung.

Vorteilhafte Ausgestaltungen und Weiterbildungen des erfindungsgemäßen Näherungssensors sind jeweils Gegenstände von abhängigen Vorrichtungsansprüchen.

Eine Ausgestaltung sieht vor, dass der Hohlleiter zwei für den Sende- und Empfangspfad getrennte Wellenleiter aufweist. Bei dieser Ausgestaltung sind die Hohlleitermoden beider Wellenleiter identisch und die Sendewelle führt auch bei dieser Ausgestaltung zu einer propagierenden Welle im Freiraum. Für die

Sendewelle steht der eine Wellenleiter zur Verfügung, während für die Empfangswelle beide Wellenleiter herangezogen werden können.

Eine andere Ausgestaltung sieht vor, dass die beiden voneinander getrennten entkoppelten Pfade durch eine zirkular polarisierte Hohlleiter-Sendewelle und eine in der anderen Drehrichtung zirkular polarisierte Hohlleiter-Reflexionswelle realisiert sind. Die Drehung der Polarisationsrichtung der Freifeld-Sendewelle findet auf der elektrisch leitenden Oberfläche des Targets statt.

Die Hohlleiter-Sendewelle ist beispielsweise eine rechts- bzw. linksdrehende zirkular polarisierte Welle, während die Hohlleiter-Reflexionswelle eine links- bzw. rechtsdrehende zirkular polarisierte Welle ist. Beide Wellentypen entstehen durch Rotation des TE₁₁-Hohlleitermodes um die Achse des Hohlleiters.

Der wesentliche Vorteil dieser Ausgestaltung liegt darin, dass sowohl dem Sendepfad als auch den Empfangspfad die gesamte Fläche des Hohlleiters zur Verfügung steht. Aufgrund der vergrößerten Flächen werden sowohl die Abstrahlungs- als auch die Empfangseigenschaften des Hohlleiters vorteilhaft verbessert. Diese Eigenschaft liegt in der Tatsache begründet, dass es sich bei dem betrachteten Sensorkopf um einen sogenannten Aperturstrahler handelt. Die Apertur des Strahlers entspricht dabei der aktiven Fläche des Sensorkopfs. Gemäß der Antennentheorie wird die Fähigkeit eines Aperturstrahlers elektromagnetische Energie gezielt in eine Raumrichtung abstrahlen und empfangen zu können, unmittelbar durch die Größe der Apertur und somit der aktiven Fläche des Sensorkopfs bestimmt.

Eine Weiterbildung dieser Ausgestaltung sieht vor, dass zur Bereitstellung der zirkular polarisierten Hohlleiter-Sendewelle und zur Entkopplung der zirkular polarisierten Hohlleiter-Sendewelle von der ebenfalls zirkular polarisierten Hohlleiter-Reflexionswelle ein Septumpolarisator vorgesehen ist. Der bereits zuvor beschriebene Septumpolarisator kann als planare Struktur in einem

fotolithografischen Prozess gefertigt und somit direkt auf einer Platine einer Elektronik innerhalb des Hohlleiters integriert werden.

Der Hohlleiter kann derart ausgestaltet werden, dass der Verlauf des Transmissionsfaktors qualitativ dem des Reflexionsfaktors entspricht. Dieser Fall bietet den Vorteil, dass allein die Auswertung des Transmissionsfaktors ausreichend ist, den Abstand zu bestimmen, wodurch die Signaltrennung durch einen Richtkoppler eingespart werden kann. Hierbei gelten die in der detaillierten Beschreibung enthaltenen Ausführungen betreffend den Reflexionsfaktor auch für den Transmissionsfaktor.

Eine propagierende Freiraum-Sendewelle wird mit der vergleichsweise einfachen Anregung des einem kreiszylindrischen Hohlleiter zugehörigen TE₁₁-Wellenmodes der Hohlleiter-Sendewelle erzielt.

Der Hohlleiter kann prinzipiell rechteckförmig oder kreiszylindrisch ausgestaltet sein. Eine vorteilhafte Ausgestaltung sieht vor, dass der Hohlleiter kreiszylindrisch ausgestaltet ist. Dadurch kann der erfindungsgemäße Näherungssensor mit vorhandenen Bauteilen der bekannten induktiven Näherungssensoren kostengünstig realisiert werden. Weiterhin ist ein unmittelbarer Austausch eines herkömmlichen induktiven Sensors gegen den erfindungsgemäßen Näherungssensor möglich, ohne dass konstruktive Änderungen an der Messapparatur vorgenommen werden müssen.

Eine andere vorteilhafte Ausgestaltung des erfindungsgemäßen Näherungssensors sieht vor, dass an der Apertur am vorderen Ende des Hohlleiters ein dielektrisches Fenster angeordnet ist. Das dielektrische Fenster verhindert das Eindringen von Schmutz in den Hohlleiter. Alternativ oder insbesondere zusätzlich kann der gesamte Hohlleiter mit einem dielektrischen Material gefüllt sein. Mit dieser Maßnahme ist es möglich, einen vorzugsweise vorhandenen Wellentypwandler unmittelbar im Hohlleiter zu fixieren.

Die Einkopplung der Sendewelle in den Hohlleiter mit einem vorgegebenen Wellenmode wird am einfachsten mit einem Wellentypwandler erzielt, der die Leitungs-Sendewelle in die Hohlleiter-Sendewelle umsetzt. Mit einem solchen Wellentypwandler, beispielsweise dem bereits erwähnten stufenförmig ausgestalteten Septumpolarisator, kann auch eine zirkular polarisierte Hohlleiter-Sendewelle bereitgestellt und eine zirkular polarisierte Hohlleiter-Reflexionswelle ausgekoppelt werden.

Zum Ermitteln eines Maßes für den Abstand beispielsweise aus dem Reflexionsfaktor ist ein Quadraturmischer oder alternativ die 6-Tor-Technik aufgrund der Verfügbarkeit als fertige technische Lösungen besonders vorteilhaft einzusetzen.

Das erfindungsgemäße Verfahren zur Messung des Abstands eines Targets sieht vor, dass ein Ausgangssignal eines Mikrowellenoszillators als eine Sendewelle bereitgestellt wird, welche in Richtung auf das Target als Freiraum-Sendewelle abgestrahlt wird, welche vom Target, welches elektrisch leitfähig ist oder zumindest eine elektrisch leitfähige Oberfläche aufweist, als Freiraum-Reflexionswelle reflektiert wird und als Reflexionswelle empfangen wird, wobei der Abstand aus der Sendewelle und der Reflexionswelle ermittelt wird, wobei die Sendewelle in einem Hohlleiter als Hohlleiter-Sendewelle geführt wird und wobei die Einkopplung der Sendewelle in den Hohlleiter mit einem Wellenmode vorgenommen wird, der zur Ablösung der Hohlleiter-Sendewelle an der Apertur am vorderen Ende des Hohlleiters in die Freiraum-Sendewelle und zur Propagierung der Freiraum-Sendewelle zum Target führt. Das erfindungsgemäße Verfahren zeichnet sich dadurch aus, dass im Hohlleiter in einem Sendepfad die Sendewelle als eine Hohlleiter-Sendewelle und in wenigstens einem vom Sendepfad elektromagnetisch entkoppelten Empfangspfad die Reflexionswelle als eine Hohlleiter-Reflexionswelle geführt werden.

Das erfindungsgemäße Verfahren kann alternativ auch als ein Verfahren zum Betreiben des erfindungsgemäßen Näherungssensors bezeichnet werden. Daher liegen die bereits zu dem erfindungsgemäßen Näherungssensor vorgetragenen Vorteile auch bei dem erfindungsgemäßen Verfahren vor.

5

Vorteilhafte Ausgestaltungen und Weiterbildungen des erfindungsgemäßen Verfahrens zur Messung des Abstands eines Targets sind jeweils Gegenstände von abhängigen Verfahrensansprüchen.

10

Eine vorteilhafte Ausgestaltung des erfindungsgemäßen Verfahrens sieht vor, dass zur Ermittlung des Abstands nur der Reflexionsfaktor oder nur der Transmissionsfaktor herangezogen werden.

15

Eine andere vorteilhafte Ausgestaltung des erfindungsgemäßen Verfahrens sieht vor, dass zur Ermittlung des Abstands zusätzlich zum Reflexionsfaktor der Transmissionsfaktor gezogen wird. Dadurch ist eine Plausibilisierung des Messergebnisses möglich.

20

Experimentell wurde festgestellt, dass die Ermittlung des Abstands aus dem Transmissionsfaktor robuster gegenüber äußeren Störeinflüssen als die Ermittlung des Abstands aus dem Reflexionsfaktor ist.

25

Vorteilhafterweise wird als Wellenmode der einem kreiszylindrischen Hohlleiter zugehörige TE₁₁-Mode vorgesehen.

30

Das erfindungsgemäße Verfahren ermöglicht die Ermittlung des Abstands bei nur einer Frequenz der Sendewelle und nur einem vorgegebenen Wellenmode.

Eine alternative oder zusätzliche Ausgestaltung sieht vor, dass zur Ermittlung des Abstands eine Abstimmung des Mikrowellenoszillators alternierend auf wenigstens zwei unterschiedliche Frequenzen der Sendewelle vorgenommen wird. Damit kann

die Ermittlung des Abstands bei wenigstens zwei unterschiedlichen Frequenzen der Sendewelle und bei einem einzigen Wellenmode vorgenommen werden.

5 Eine Ausgestaltung sieht vor, dass zur Einkopplung der Sendewelle in den Hohlleiter alternierend zum ersten Wellenmode wenigstens ein zweiter Wellenmode vorgesehen wird.

10 Mit dieser Maßnahme ist gemäß einer anderen Alternative oder gemäß einer zusätzlichen Ausgestaltung vorgesehen, dass die Ermittlung des Abstands bei einer einzigen Frequenz der Sendewelle und wenigstens bei zwei unterschiedlichen Wellenmoden vorgenommen wird.

15 Bei dieser Ausgestaltung ist beispielsweise wenigstens ein solcher weiterer Wellenmode vorgesehen, der zu einer vorwiegend evaneszenten Feldverteilung vor dem Hohlleiter führt, die sich deutlich von der propagierenden Freiraum-Sendewelle unterscheidet, sodass der Unterschied möglichst groß ist. Besonders geeignet ist hierfür der dem kreiszylindrischen Hohlleiter zugehörige TM₀₁-Mode.

20 Durch die beschriebenen Ausgestaltungen wird die Ermittlung des Abstands auf wenigstens zwei unterschiedliche Arten möglich, sodass die auf die unterschiedlichen Arten ermittelten Ergebnisse auch hier wieder plausibilisiert werden können und/oder Eindeutigkeit hergestellt werden kann.

25 Ein unmittelbares Maß für den Abstand des Targets von der Apertur des Hohlleiters wird anhand einer Rückrechnung des ermittelten Reflexionsfaktors aus der Sendewelle und der Reflexionswelle auf den an der Apertur des Hohlleiters auftretenden Reflexionsfaktor erhalten. Die Rückrechnung erfolgt bevorzugt mit einer konformen Abbildung, welche winkelerhaltend ist, sodass die wesentliche Phaseninformation nicht verloren geht.

30 Hierbei kann bereits allein aus der Phase des Reflexionsfaktors das Maß für den

Abstand gewonnen werden. Vorzugsweise wird weiterhin der Betrag des Reflexionsfaktors berücksichtigt. Insbesondere kann dann eine eindeutige Ermittlung des Abstands aus der Phase des Reflexionsfaktors anhand des Betrags des Reflexionsfaktors gewonnen werden, wenn innerhalb des vorgegebenen Messbereichs Mehrdeutigkeit der Phase des Reflexionsfaktors vorliegt.

Vorteilhafte Weiterbildungen sehen zum einen eine Grobkalibrierung und gegebenenfalls zusätzlich eine Feinkalibrierung vor.

Gemäß einer Ausgestaltung kann vorgesehen sein, dass der Abstand als analoges Signal bereitgestellt wird.

Zusätzlich oder alternativ kann gemäß einer Ausgestaltung vorgesehen sein, dass ein Schaltsignal bereitgestellt wird, welches signalisiert, dass ein bestimmter Abstand überschritten oder unterschritten ist.

Weitere vorteilhafte Ausgestaltungen und Weiterbildungen des erfindungsgemäßen Näherungssensors und des erfindungsgemäßen Verfahrens zur Messung des Abstands eines Targets ergeben sich aus der folgenden Beschreibung.

Ausführungsbeispiele der Erfindung sind in der Zeichnung dargestellt und in der nachfolgenden Beschreibung näher erläutert.

Kurzbeschreibung der Figuren

Figur 1 zeigt eine Skizze eines erfindungsgemäßen Näherungssensors, Figur 2a zeigt ein Diagramm der elektrischen Feldstärke in einem Querschnitt eines Hohlleiters bei einer ersten Anregung, Figur 2b zeigt schematisch eine resultierende Feldstärkeverteilung im Hohlleiter und im Freifeld bei einer Anregung gemäß Figur 2a,

Figur 3a zeigt ein Diagramm der elektrischen Feldstärke in einem Querschnitt eines Hohlleiters bei einer zweiten Anregung,

Figur 3b zeigt schematisch eine resultierende Feldstärkeverteilung im Hohlleiter und im Freifeld bei einer Anregung gemäß Figur 3a,

5 Figur 4a zeigt ein Blockschaltbild einer signalverarbeitenden Anlage,

Figur 4b zeigt ein Blockschaltbild eines Quadraturmischers,

Figur 4c zeigt ein Blockschaltbild einer 6-Tor-Technik,

Figur 5a zeigt einen Betrag eines gemessenen komplexen Reflexionsfaktors,

Figur 5b zeigt einen Phasenwinkel eines gemessenen komplexen

10 Reflexionsfaktors,

Figur 6a zeigt einen Betrag eines gemessenen komplexen Reflexionsfaktors nach einer konformen Abbildung,

Figur 6b zeigt einen Phasenwinkel eines gemessenen komplexen Reflexionsfaktors nach einer konformen Abbildung und

15 Figur 7 zeigt einen gemessenen Reflexionsfaktor bei zwei verschiedenen Frequenzen nach einer konformen Abbildung.

Figur 8 zeigt voneinander entkoppelte Signalpfade in einem Hohlleiter, wobei ein Sendepfad und wenigstens ein Empfangspfad vorgesehen sind,

Figur 9 zeigt eine Feldverteilung in den beiden Pfaden,

20 Figur 10 zeigt einen Hohlleiter, bei welchem die Entkopplung der Signalpfade mittels zirkular polarisierter Wellen erfolgt,

Figur 11 zeigt eine Draufsicht auf die Apertur des Hohlleiters mit einer eingetragenen zirkular polarisierten Freifeld-Sendewelle sowie mit einer eingetragenen in Gegenrichtung zirkular polarisierten Freifeld-Reflexionswelle und

25 Figur 12 zeigt eine Draufsicht auf das Target, dessen Abstand gemessen werden soll, mit einer eingetragenen Freifeld-Sendewelle und einer eingetragenen Freifeld-Reflexionswelle.

Detaillierte Beschreibung der Ausführungsbeispiele

Figur 1 zeigt eine Skizze eines Näherungssensors 10 entsprechend dem Stand der Technik gemäß der nicht vorveröffentlichten Offenlegungsschrift PCT/DE2013/000342, der den Abstand D zwischen dem Näherungssensor 10 und einem Target 12 erfasst. Die bekannte Anordnung dient als Grundlage für die folgende Beschreibung, welche jedoch gleichermaßen den erfindungsgemäßen Näherungssensor charakterisiert. Die konstruktiven Unterschiede zwischen der bekannten Anordnung und dem erfindungsgemäßen Näherungssensor werden in Verbindung mit der Beschreibung der in Figuren 8 – 12 gezeigten Anordnungen herausgestellt.

Eine signalverarbeitende Anordnung 14 stellt eine Sendewelle 16 bereit, die in einer Hochfrequenz-Leitung 18 als Leitungs-Sendewelle 16a bis an einen Wellentypwandler 20 geführt ist. Der Wellentypwandler 20, der den leitungsgebundenen Zweileiter-Wellenmode (QTEM) der Leitungs-Sendewelle 16a in einen vorgegebenen Hohlleiter-Wellenmode überführt, koppelt die Leitungs-Sendewelle 16a in einen Hohlleiter 22 ein.

Der Hohlleiter 22 weist einen vorgegebenen Querschnitt auf, der beispielsweise rechteckförmig oder kreiszylindrisch sein kann. Gegebenenfalls ist eine kreiszylindrische Bauform vorteilhaft, wobei ein unmittelbarer Austausch von vorhandenen induktiven Näherungssensoren mit kreiszylindrischen Gehäusen gegen den erfindungsgemäßen Näherungssensor 10 in einfacher Weise möglich wird. Insbesondere können vorhandene Halterungen verwendet werden.

Die angeregte Hohlleiter-Sendewelle 16b breitet sich im Hohlleiter 22 aus, erreicht eine Öffnung oder Apertur 26 am vorderen Ende des Hohlleiters 22 und bestimmt die Feldverteilung im Bereich der Apertur 26.

Die im Hohlleiter 22 laufende Hohlleiter-Sendewelle 16b, deren Wellenfronten in Figur 1 skizziert sind, tritt an der Apertur 26 des Hohlleiters 22 als abgestrahlte dominierende Freiraum-Sendewelle 16c auf, von der ebenfalls die Wellenfronten

skizziert sind. Die Apertur 26 des Hohlleiters 22 entspricht der aktiven Fläche des Näherungssensors 10.

Der Hohlleiter 22 kann an seiner Apertur 26 an dem vorderen Ende ein dielektrisches Fenster 28 aufweisen. Das dielektrische Fenster 28 verhindert das Eindringen von Schmutz in den Hohlleiter 22. Als Material für das dielektrische Fenster 28 kommen dielektrische Werkstoffe in Betracht, die für die Hohlleiter-Sendewelle 16b einen möglichst geringen Transmissionsverlust aufweisen. Geeignete Materialien sind beispielsweise Teflon oder Aluminiumoxid. Als Auswahlkriterium spielt dabei die elektrische Permittivität des Materials eine Rolle, da diese Größe neben dem Durchmesser d unmittelbar in die sich ergebenden Wellenwiderstände der Hohlleiter-Wellenmoden mit eingeht.

Der Wellenwiderstand $Z_{HL_{\epsilon_r}}$ eines mit Dielektrikum gefüllten Hohlleiters ergibt sich aus dem Wellenwiderstand $Z_{HL_{\epsilon_0}}$ des ungefüllten Hohlleiters:

$$Z_{HL_{\epsilon_r}} = \frac{Z_{HL_{\epsilon_0}}}{\sqrt{\epsilon_r}}$$

Prinzipiell sollten die Werte derart festgelegt werden, dass der charakteristische Wellenwiderstand des propagierenden Modes der Hohlleiter-Sendewelle 16b dem Wellenwiderstand des Freiraums $Z_{F0} = 377 \, \Omega$ vor dem Hohlleiter 22 entspricht. Dadurch wird sichergestellt, dass ein reflexionsarmer Übergang von der Hohlleiter-Sendewelle 16b zur abgestrahlten Freiraum-Sendewelle 16c erfolgt.

Alternativ oder zusätzlich zur Ausgestaltung mit dem dielektrischen Fenster 28 kann der Hohlleiter 22, gegebenenfalls einschließlich des Wellentypwandlers 20, mit dem Dielektrikum ausgefüllt sein. Diese Ausführung erweist sich als besonders vorteilhaft, weil hierdurch der Wellentypwandler 20 mechanisch im Hohlleiter 22 fixiert werden kann. In Figur 1 ist die Ausgestaltung gezeigt, bei welcher der Wellentypwandler 20 in Richtung der Sendewelle 16 betrachtet aus

darstellungstechnischen Gründen außerhalb des Hohlleiters 22 positioniert ist.

Die abgestrahlte Freiraum-Sendewelle 16c trifft auf das Target 12, welches sich in dem bestimmten Abstand D vor der Apertur 26 des Hohlleiters 22 befindet. Der
5 erfindungsgemäße Näherungssensor 10 ermittelt und stellt ein Maß für den Abstand D zwischen der Apertur 26 des Hohlleiters 22 und dem Target 12 bereit.

Das Target 12, welches entweder vollständig aus einem elektrisch leitfähigen Material gefertigt ist oder zumindest eine Oberfläche aus einem elektrisch
10 leitfähigen Material aufweist, reflektiert die außerhalb des Hohlleiters 22 laufende Freiraum-Sendewelle 16c, sodass eine Reflexionswelle 30 auftritt, die zunächst in Form einer Freiraum-Reflexionswelle 30a vorliegt, von der in Figur 1 die Wellenfronten skizziert sind. Die Freiraum-Reflexionswelle 30a gelangt durch die
15 Apertur 26 zurück in den Hohlleiter 22, in welchem die Reflexionswelle 30 als Hohlleiter-Reflexionswelle 30b vorliegt, wobei wieder die Wellenfronten der Hohlleiter-Reflexionswelle 30b skizziert sind.

Die Hohlleiter-Reflexionswelle 30b wird im Wellentypwandler 20 in eine Leitungs-
20 Reflexionswelle 30c überführt und gelangt als Reflexionswelle 30 in die signalverarbeitende Anordnung 14.

Die gesamte Anordnung zwischen der signalverarbeitenden Anordnung 14 und dem Target 12 kann abschnittsweise als eine Hochfrequenzleitung betrachtet werden, die schematisch im unteren Teilbild der Figur 1 skizziert ist. Jedem
25 Abschnitt kann eine Eingangsimpedanz Z_1 , Z_2 , Z_3 bzw. ein Reflexionsfaktor Γ_1 , Γ_2 , Γ_3 zugeordnet werden. An der elektrisch leitfähigen Oberfläche des Targets 12 liegt idealerweise ein Kurzschluss vor, der zu einem Betrag des Reflexionsfaktors Γ_D von wenigstens näherungsweise 1 und zu einem Phasensprung der Phase $\text{Ph } \Gamma_D$ zwischen der Freiraum-Sendewelle 16c und der Freiraum-Reflexionswelle 30a von
30 wenigstens näherungsweise 180° führt.

Gemäß einer Ausgestaltung kann anhand einer Messung der Impedanz Z_1 oder des Reflexionsfaktors Γ_1 , die an der Apertur 26 des Hohlleiters 22 vorliegt, ein Maß für den Abstand D ermittelt werden. Die Phase $\text{Ph } \Gamma_1$ des Reflexionsfaktors Γ_1 stellt
5 in Abhängigkeit von der bekannten Frequenz der Sendewelle 16 ein zunächst mehrdeutiges Maß für den Abstand D dar.

Im gezeigten Ausführungsbeispiel tritt an der Apertur 26 des Hohlleiters 22 die erste Impedanz Z_1 bzw. der erste Reflexionsfaktor Γ_1 auf. Weiterhin wird davon
10 ausgegangen, dass im Freiraum Luft vorhanden ist, deren Wellenwiderstand wenigstens näherungsweise 377 Ohm beträgt. Anstelle von Luft kann jedoch auch ein anderes Medium, beispielsweise eine dielektrische Wand vorgesehen sein, wobei sich dann der Wellenwiderstand entsprechend ändert.

Die unmittelbare Messung des Reflexionsfaktors Γ an der Apertur 26 des Hohlleiters 22, konkret als Messung des ersten Reflexionsfaktors Γ_1 wäre technisch
15 sehr aufwendig. Vorzugsweise wird deshalb der dritte Reflexionsfaktor Γ_3 zu Beginn der Hochfrequenz-Leitung 18 an der Position der signalverarbeitenden Anordnung 14 gemessen. Der wesentliche Vorteil liegt darin, dass die Messung
20 innerhalb der signalverarbeitenden Anordnung 14 durchgeführt werden kann.

Leitungstheoretisch lässt sich die gesamte Anordnung zwischen der signalverarbeitenden Anordnung 14 und dem Target 12 als eine Kaskade verschiedener Leitungsabschnitte 32, 34, 36 darstellen. Die Leitungsabschnitte 32,
25 34, 36 werden durch den vom Abstand D abhängigen Freiraum, dem Hohlleiter 22 sowie der Hochfrequenz-Leitung 18 unter Vernachlässigung des Wellentypwandlers 20 gebildet. Jeder Leitungsabschnitt 32, 34, 36 weist einen bestimmten Wellenwiderstand, eine (Eingangs-) Impedanz Z_1, Z_2, Z_3 sowie einen (Eingangs-) Reflexionsfaktor $\Gamma_1, \Gamma_2, \Gamma_3$ auf.

Dabei sind die Reflexionsfaktoren Γ_1 , Γ_2 , Γ_3 jeweils auf den Wellenwiderstand des entsprechenden Abschnitts 32, 34, 36 bezogen. Beispielsweise ergibt sich der erste Reflexionsfaktor Γ_1 aus der (Eingangs-) Impedanz Z_1 , die an der Apertur 26 des Hohlleiters 22 in Richtung des Targets 12 blickend ermittelt wird, und dem Wellenwiderstand des Freiraums.

Wird im ersten Leitungsabschnitt 32, dem Freiraum, lokal eine ebene Welle angenommen, weist die Phase des ersten Reflexionsfaktors Γ_1 einen abschnittsweise linearen funktionalen Zusammenhang vom Abstand D auf. Mit steigendem Abstand D ergibt sich für den Betrag des ersten Reflexionsfaktors Γ_1 eine monoton fallende Funktion.

Der nächste Leitungsabschnitt 34, der dem Hohlleiter 22 entspricht, transformiert die Impedanz Z_1 in die Impedanz Z_2 .

Einfach messbar ist der dritte (Eingangs-) Reflexionsfaktor Γ_3 des Leitungsabschnitts 36, der Hochfrequenz-Leitung 18, der wiederum durch eine Transformation aus Z_2 entstanden ist.

Mittels einer konformen Abbildung 38 kann von dem dritten Reflexionsfaktor Γ_3 , der in der signalverarbeitenden Anordnung 14 ermittelt wird, auf einen mit Γ_1 korrespondierenden Reflexionsfaktor geschlossen werden, der ein Maß für den Abstand D widerspiegelt. Der Reflexionsfaktor Γ ist eine komplexe Größe und als Quotient der Reflexionswelle 30 und der Sendewelle 16, die dasselbe Tor passieren, definiert. Der Reflexionsfaktor Γ_1 kann beispielsweise mittels folgendem Zusammenhang gemäß einer konformen Abbildung ermittelt werden, wobei Z_{ref} eine Normierungsimpedanz ist, die bei einer später beschriebenen Grobkalibrierung bestimmt werden kann:

$$\Gamma_1 = \frac{Z_2 - Z_{\text{ref}}}{Z_2 + Z_{\text{ref}}}$$

mit

5

$$Z_{\text{ref}} = a + jb.$$

10

Um möglichst große Abstände D erfassen zu können, sollen gemäß einem Ausführungsbeispiel möglichst wenig evaneszente Beiträge der Freiraum-Sendewelle 16c im Bereich vor der Apertur 26 des Hohlleiters 22 vorhanden sein, da diese mit zunehmender Entfernung schnell abklingen und schon in einem geringen Abstand D nur noch einen geringen Beitrag zur Feldverteilung liefern. Vorgesehen ist deshalb, dass zur Ermittlung des Abstands D die Freiraum-Sendewelle 16c zumindest zeitweise einen dominierenden Beitrag einer in Richtung des Targets 12 propagierenden ebenen Welle aufweist.

15

20

Die Feldverteilung in der Apertur 26 wird durch die Wellenmodenverteilung im Hohlleiter 22 vorgegeben. Angeregt wird deshalb ein Wellenmode, der explizit vorwiegend zu einer in Richtung des Targets 12 propagierenden Freiraum-Sendewelle 16c führt. Die Hohlleiter-Sendewelle 16b soll demnach mit möglichst wenig Reflexionen an der Apertur 26 in die Freifeld-Sendewelle 16c übergehen. Hierzu muss sowohl der Wellenwiderstand des Hohlleiter-Wellenmodes möglichst dem Wellenwiderstand des Freiraums sowie dessen Feldverteilung möglichst dem einer ebenen Welle entsprechen. Diese Bedingungen können beispielsweise durch den Grund-Wellenmode eines rechteckigen oder kreiszylindrischen Hohlleiters 22 erfüllt werden.

25

30

Entsprechend der geltenden Norm für induktive Näherungssensoren ist eine kreiszylinderförmige Bauform vorgegeben. Bei einer sinngemäßen Anwendung der Norm auf den Näherungssensor 10 bedeutet dies, dass der Hohlleiter 22

vorzugsweise als kreiszylindrischer Hohlleiter 22 mit vorzugsweise einem kreisförmigen Querschnitt realisiert ist. Ohne Berücksichtigung der Norm, die streng genommen nur für induktive Näherungssensoren gilt, kann jedoch rein prinzipiell auch ein frei wählbarer anderer Querschnitt des Hohlleiters 22, beispielsweise ein rechteckförmiger Querschnitt vorgesehen werden.

In den Figuren 2a – 3b sind zwei unterschiedliche Feldverteilungen am Beispiel eines kreiszylindrischen Hohlleiters 22 dargestellt. In beiden Beispielen sind die Feldverteilungen durch eine monomodale Anregung im kreiszylindrischen Hohlleiter 22 entstanden.

Figur 2a zeigt eine Anregung 40 im einem kreiszylindrischen Hohlleiter zugehörigen TE₁₁-Mode. In Figur 2a ist in einem Querschnitt des Hohlleiters 22 die elektrische Feldstärke 40 skizziert, deren Betrag und Richtung durch die eingetragenen Dreiecke symbolisiert sind.

Die entsprechende Feldverteilung 42 innerhalb des Hohlleiters 22 und die Feldverteilung 44 im Freiraum vor der Apertur 26 des Hohlleiters 22 sind in einer Draufsicht in Figur 2b dargestellt. Die Anregung im TE₁₁-Mode führt vorwiegend zu einer gewünschten, in Richtung des Targets 12 propagierenden Freiraum-Sendewelle 16c. Eine solche propagierende Freiraum-Sendewelle 16c soll der Näherungssensor 10 zumindest zeitweise bereitstellen.

Figur 3a zeigt eine zweite Anregung im einem kreiszylindrischen Hohlleiter zugehörigen TM₀₁-Mode. In Figur 3a ist die elektrische Feldstärke 46 in einem Querschnitt des Hohlleiters 22 skizziert, deren Betrag und Richtung durch die eingetragenen Dreiecke symbolisiert sind.

Die entsprechende zweite Feldverteilung 48 innerhalb des Hohlleiters 22 und zweite Feldverteilung 50 im Freiraum vor der Apertur 26 des Hohlleiters 22 sind in

Figur 3b in einer Draufsicht dargestellt. Die Anregung im TM01-Mode führt zu einer vorwiegend evaneszenten Feldverteilung 50 im Freiraum vor der Apertur 26.

Die Ermittlung des Reflexionsfaktors Γ , im Speziellen des dritten Reflexionsfaktors Γ_3 erfolgt in der signalverarbeitenden Anordnung 14, deren Blockschaltbild in Figur 4a gezeigt ist.

Diejenigen in Figur 4a gezeigten Teile, die mit dem in Figur 1 gezeigten Teilen übereinstimmen, sind mit denselben Bezugszeichen versehen.

Die signalverarbeitende Anordnung 14, deren Komponenten entsprechend einer vorteilhaften Ausgestaltung im hinteren Ende des Hohlleiters 22 angeordnet sein können, enthält einen Mikrowellenoszillator 52, dessen Ausgangssignal 54 sowohl einem Richtkoppler 56 als auch einem Quadraturmischer 58 zur Verfügung gestellt werden. Der Richtkoppler 56 leitet das Ausgangssignal 54 des Mikrowellenoszillators 52 über die Hochfrequenz-Leitung 18 weiter an den Wellentypwandler 20. Weiterhin koppelt der Richtkoppler 56 die Reflexionswelle 30 aus und leitet ein der Reflexionswelle 30 entsprechendes Reflexionssignal 60 an den Quadraturmischer 58 weiter.

Gegebenenfalls ist ein Umschalter 62 vorgesehen. Der Umschalter 62 ermöglicht das Umschalten von einer ersten Frequenz des Ausgangssignals 54 des Mikrowellenoszillators 52 auf wenigstens eine weitere Frequenz.

Im Richtkoppler 56 wird die Sendewelle 16 von der Reflexionswelle 30 getrennt. Der Richtkoppler 56 kann in planarer Leitungstechnik ausgeführt werden, beispielsweise in Mikrostreifentechnik.

Der Reflexionsfaktor Γ , im Speziellen der dritte Reflexionsfaktor Γ_3 kann auf der Grundlage der separierten Wellen 16, 30 beispielsweise mittels Quadraturmischung im Quadraturmischer 58 bestimmt werden.

5 Ein Blockschaltbild des Quadraturmischers 58 ist in Figur 4b gezeigt. Der Quadraturmischer 58 bildet durch Mischen der Reflexionswelle 30 mit der Sendewelle 16 eine Inphase- und eine Quadraturkomponente I, Q. Die Quadraturmischung ermöglicht die Bestimmung von Real- und Imaginärteil der komplexen Einhüllenden des zu analysierenden Signals, hier des Reflexionssignals
10 60 bezogen auf Amplitude und Phase des Referenzsignals, hier des Ausgangssignals 54.

Eine alternative Möglichkeit zur Bestimmung des Reflexionsfaktors Γ bietet die 6-Tor-Technik. Ein Realisierungsbeispiel der 6-Tor-Technik ist in Figur 4c gezeigt.
15 Auch die 6-Tor-Technik stellt die Inphase- und die Quadraturkomponente I, Q bereit.

Eine weitere alternative Möglichkeit zur Bestimmung des Reflexionsfaktors Γ ist im Rahmen einer Messung der Stehwelligkeit entlang von Leitungsabschnitten
20 möglich.

Beide Komponenten I, Q werden einer Berechnungseinheit 64 zugeführt, die daraus den komplexen Reflexionsfaktor Γ , speziell den dritten Reflexionsfaktor Γ_3 ermittelt und vorzugsweise eine weiter unten beschriebene Kalibrierung sowie eine
25 Messwertauswertung übernimmt.

Die Berechnungseinheit 64 enthält vorzugsweise weiterhin die konforme Abbildung 38 zur Transformation des komplexen dritten Reflexionsfaktors Γ_3 in den ersten komplexen Reflexionsfaktor Γ_1 . Ein Ausgangssignal 66 der Berechnungseinheit 64
30 kann unmittelbar als ein Maß für den Abstand D gewertet werden.

Gemäß einer vorteilhaften Ausgestaltung des Näherungssensors 10 werden der Mikrowellenoszillator 52, der Wellentypwandler 20, der Richtkoppler 56, der Quadraturmischer 58 sowie die Berechnungseinheit 64 auf einer einzigen Platine angeordnet, die aus hochfrequenztauglichem Basismaterial, beispielsweise glasfaserverstärktem Teflon, hergestellt ist.

Dem Messprinzip folgend, ist die konforme Abbildung 38 vorgesehen, die den ersten Reflexionsfaktor Γ_1 in der komplexen Ebene auf eine Spirale mit dem Bezugswellenwiderstand als Mittelpunkt abbildet, entsprechend einem Umnormieren des Wellenwiderstands. Dabei werden alle ebenen Wellen im Freiraum zwischen der Apertur 26 und dem Target 12 in einer dominierenden fortschreitenden Welle zusammengefasst. Da diese Welle Leistung durch Verluste und Abstrahlung verliert, ist sowohl deren Ausbreitungskonstante als auch deren Wellenwiderstand komplex, woraus ebenfalls ein komplexer Bezugswellenwiderstand folgt.

Für den Fall, dass der Bezugswellenwiderstand des ersten Reflexionsfaktors Γ_1 dem Wellenwiderstand einer äquivalenten Leitung entspricht, beschreibt der erste Reflexionsfaktor Γ_1 einer kurzgeschlossenen Leitung in der komplexen Ebene eine Spirale, die mit zunehmender Entfernung vom Kurzschluss in Richtung dem Inneren der Spirale durchlaufen wird.

Ohne die weiteren Einflüsse des Wellentypwandlers 20 zu berücksichtigen, beschreibt der Verlauf des dritten Reflexionsfaktors Γ_3 eine Spirale in der komplexen Reflexionsfaktorebene als Funktion vom Abstand D , deren Lage aus den einzelnen Transformationen resultiert. Obwohl prinzipiell noch ein spiralförmiger Verlauf vorliegt, kann daraus für den dritten komplexen Reflexionsfaktor Γ_3 in der üblichen Polarkoordinatendarstellung ein komplizierter Verlauf entstehen. Zur Veranschaulichung soll vereinfachend angenommen

werden, dass die Spirale vollständig im ersten Quadranten der kartesischen Reflexionsfaktorebene liegt. Unter dieser Annahme folgt für die Winkel des Reflexionsfaktors Γ_1 in Polarkoordinaten ein Wertebereich von 0 bis $\pi/2$. Aus dem zuvor bei zunehmendem Abstand D linear fallenden Phasenverlauf ist nun eine
5 Kurve entstanden, die ohne Phasensprünge abschnittsweise anwachsende Phasenwerte aufweist. Gleichermaßen ergeben sich aus den Transformationen verschiedene Maxima und Minima im Betrag des Reflexionsfaktors Γ_3 . Ziel der konformen Abbildung 38 ist es schließlich, durch Umnormieren den Einfluss der Impedanztransformationen zu beseitigen und somit den Mittelpunkt des
10 spiralförmigen Verlaufs in den Ursprung der Reflexionsfaktorebene zu verschieben.

In Figur 5a ist der Betrag des dritten Reflexionsfaktors Γ_3 vor der konformen Abbildung und in Figur 6a nach der konformen Abbildung gezeigt.

15 In Figur 5b ist die Phase $\text{Ph } \Gamma_1$ des dritten Reflexionsfaktors Γ_3 vor der konformen Abbildung und in Figur 6b nach der konformen Abbildung gezeigt.

Wie zu erkennen ist, ergibt sich nach der konformen Abbildung für den Betrag des dritten Reflexionsfaktors Γ_3 eine monoton fallende Funktion und eine lineare
20 Beziehung zwischen dem Abstand D und der Phase $\text{Ph } \Gamma_3$.

In Figur 7 ist der komplexe dritte Reflexionsfaktor Γ , speziell der dritte Reflexionsfaktor Γ_3 in einem Smith-Diagramm gezeigt, wobei zwei Kurvenverläufe gezeigt sind, die für zwei unterschiedliche Frequenzen der Sendewelle 16 gelten, zwischen denen mittels des Umschalters 62 periodisch umgeschaltet werden kann.
25

Aus dem linearen Phasenverlauf kann unmittelbar über die Phasenkonstante der Sendewelle 16 auf den Abstand D des Targets 12 geschlossen werden. Wie in Figur 7 zu sehen, ist aufgrund der Periodizität des Phasenverlaufs $\text{Ph } \Gamma$ die

Zuordnung zwischen Abstand D und der Phase Ph Γ zunächst nicht eindeutig, wenn der Erfassungsbereich des Näherungssensors 10 die halbe Wellenlänge der Sendewelle 16 übersteigt. Um auch eine eindeutige Lösung für einen größeren Messbereich des Abstands D realisieren zu können, wird zusätzlich der

5 Betragsverlauf des Reflexionsfaktors Γ ausgewertet und somit die Mehrdeutigkeit der reinen Phasenauswertung beseitigt. Diese Auswertung wird erfolgreich durchgeführt, da die konforme Abbildung 38 den Betrag des ermittelten ersten Reflexionsfaktors Γ_1 auf einen monoton fallenden Verlauf abbildet.

10 Zur Umsetzung des Sensorkonzepts sind gemäß einer vorteilhaften Ausgestaltung zumindest eine Grobkalibrierung, vorzugsweise jedoch eine Grob- und eine Feinkalibrierung vorgesehen.

Bei der Grobkalibrierung wird die für die konforme Abbildung:

$$\Gamma_1 = \frac{Z_3 - Z_{\text{ref}}}{Z_3 + Z_{\text{ref}}}$$

15 benötigte Normierungsimpedanz:

$$Z_{\text{ref}} = a + jb$$

bestimmt. Als Ergebnis der Grobkalibrierung beschreibt Γ_1 eine Spirale um den Ursprung der komplexen Reflexionsfaktorebene, woraufhin sich ein monoton fallender Reflexionsfaktorbetrag und eine nahezu linear fallende Phase, wie in Fig. 6a und 6b gezeigt ist, einstellt. Obwohl die Phase augenscheinlich linear verläuft, sind kleine Abweichungen von diesem idealen Verlauf nahezu unvermeidlich. Ziel der vorzugsweise zusätzlich vorgesehenen Feinkalibrierung ist es zum einen, diese Abweichungen durch ein Polynom anzunähern, das anschließend der

20 Messwertauswertung zur Fehlerkompensation bereitgestellt wird. Zum anderen wird während der Feinkalibrierung eine Polynombeschreibung von $|\Gamma_1(D)|$

25 entwickelt, mit deren Hilfe die Mehrdeutigkeit der Phasenmessung beseitigt wird.

Die Grundlage beider Kalibrierungen bilden Messwerte (Referenzwerte) des komplexen Reflexionsfaktors Γ_3 , die einmalig nach der Sensorfertigung entlang des Erfassungsbereichs D aufgenommen und abgespeichert werden. Die Anzahl der aufzunehmenden Wertepaare bestimmt sich dabei hauptsächlich durch die zu

5 erreichende Genauigkeit des Sensors.

Die Grobkalibrierung kann beispielsweise folgendermaßen durchgeführt werden:

Um sämtliche parasitäre Einflüsse entlang der Leitungsabschnitte 36, 34, 32 berücksichtigen zu können, wird nicht versucht, die Normierungsimpedanz

10 analytisch aus den Ersatzschaltbildern zu bestimmen, sondern Z_{ref} direkt aus den Referenzwerten des fertigen Sensors zu gewinnen. Beginnend mit:

$$Z_{\text{ref}} = a + jb,$$

15 lautet die konforme Abbildung:

$$\Gamma_1 = \frac{Z_2 - a - jb}{Z_2 + a + jb}$$

20 wobei a und b durch einen iterativen Prozess so bestimmen werden, sodass $|\Gamma_1|$ monoton mit zunehmendem Abstand D fällt.

Hierfür wird $|\Gamma_1(D)|$ als Funktion von D mit den beiden Parametern a und b betrachtet. Die Forderung von Monotonie ist gleichbedeutend mit dem

25 Verschwinden der lokalen Maxima von $|\Gamma_1(D)|$. Die k Positionen $D_i \neq 0$, an denen diese Funktion ihre Maxima annimmt, lassen sich mittels:

$$\frac{d|\Gamma_1(D_i)|}{dD} = 0$$

und der Bedingung:

$$\frac{d^2 |\Gamma_1(D_k)|}{dD^2} > 0$$

- 5 finden. Ziel des numerischen Optimierungsprozesses ist es nun, a und b so zu bestimmen, dass $|\Gamma_1(D_k)|$ minimal wird und im Idealfall $k = 0$ folgt.

Als Startwert der Iteration bietet es sich an:

10 $Z_{ref} = \lim_{D \rightarrow \infty} (Z_3)$

zu wählen und damit $|\Gamma_1|$ zu berechnen.

- 15 Gemäß einer Ausgestaltung ist vorgesehen, den Wellentypwandler 20 derart zu gestalten, dass dieser direkt eine Impedanztransformation von Z_1 vollzieht, wodurch die konforme Abbildung stark vereinfacht oder sogar ganz entfallen kann.

Die vorzugsweise zusätzlich vorgesehene Feinkalibrierung kann beispielsweise folgendermaßen durchgeführt werden:

- 20 Im ersten Schritt der Feinkalibrierung wird ein Interpolationspolynom für die Funktion $|\Gamma_1(D)|$ entwickelt, dessen Grad die Güte der Approximation bestimmt. Der Grad des Polynoms wird wiederum durch die Anzahl der Entwicklungspunkte, welche hier die gemessenen Referenzpunkte sind, begrenzt. Da jedoch beliebig
25 viele Punkte messtechnisch aufgenommen werden können, kann auch ein Interpolationspolynom für eine beliebige Genauigkeit gefunden werden. Zweck dieses Polynoms ist es, über den gemessenen Betrag des Reflexionsfaktors Γ eine Grobmessung des Abstands D durchzuführen. Diese Messung dient lediglich dazu, das richtige Intervall der Phase zu bestimmen.

Die in der Praxis trotz konformer Abbildung auftretenden Nichtlinearitäten im Phasenverlauf schlagen sich unmittelbar auf die zu erwartende Genauigkeit bei der Ermittlung des Abstands D nieder. Zur Reduzierung des Messfehlers wird daher vorzugsweise eine nachgelagerte Linearisierung bei der Ermittlung des Abstands D durchgeführt.

Ausgehend vom Phasenverlauf des Reflexionsfaktors Γ nach der konformen Abbildung, wird der unstetige Phasenverlauf mithilfe von $|\Gamma|$ in eine stetige und eindeutige Funktion überführt. Die Phasenwerte an den einzelnen Referenzpositionen werden durch die Sensorauswertung ermittelt und die Differenz zwischen Ist- und Sollwert bestimmt. Alle Abweichungen der Phase entlang dem Erfassungsbereich werden wieder durch ein Polynom dargestellt. Auch hier kann ein beliebig hoher Grad und somit eine beliebige Genauigkeit durch eine beliebige Anzahl von Messpunkten erreicht werden.

Ist das Polynom bestimmt und gespeichert, kann daraus bei der eigentlichen Ermittlung des Abstands D die Abweichung zur exakten Phase ermittelt und das Messergebnis korrigiert werden.

An dieser Stelle wird nochmals darauf hingewiesen, dass die für die Kalibrierung notwendigen Daten des erfindungsgemäßen Näherungssensors 10 ermittelt und in einem in Figur 4 nicht näher gezeigten Speicher hinterlegt werden. Der Näherungssensor 10 stellt ein Maß für absolute Abstände D bereit und benötigt im Betrieb keine Referenz.

Gemäß einer Weiterbildung des Näherungssensors 10 bzw. des Verfahrens zur Messung des Abstands D eines Targets 12 ist vorgesehen, den Reflexionsfaktor Γ und somit den Abstand D anstatt bei einer vorgegebenen Frequenz des Mikrowellenoszillators 54 bei wenigstens zwei unterschiedlichen Frequenzen zu ermitteln. Zur Umschaltung zwischen den Frequenzen ist der Umschalter 62 vorgesehen, der den Mikrowellenoszillator 52 alternierend zur Bereitstellung des

Ausgangssignals 54 mit der ersten und mit der wenigstens einen weiteren Frequenz veranlasst. Hierdurch ergeben sich, wie bereits in Verbindung mit Figur 7 erwähnt, bei einer korrekten konformen Abbildung 38 des Reflexionsfaktors Γ für weitere Frequenzen weitere spiralförmige Verläufe 68, 70. So folgt theoretisch aus der Auswertung bei zwei unterschiedlichen Frequenzen bei zunehmendem Abstand D des Targets 12 eine zunehmende Phasendifferenz $\text{Ph } \Gamma$, aus der die Eindeutigkeit gewonnen werden kann. Diese Ausgestaltung ist insbesondere für große Abstände D vorteilhaft, da hier der Verlauf des Betrags des Reflexionsfaktors Γ flacher und somit dessen Ermittlung gegebenenfalls fehleranfälliger wird.

Prinzipiell wird durch die Messung des Abstands D mit zwei unterschiedlichen Frequenzen und mit einem einzigen Wellenmode eine Plausibilisierung bzw. Verifizierung des ermittelten Abstands D möglich.

Eine weitere vorteilhafte Weiterbildung sieht vor, dass anstelle einer monomodalen Anregung zusätzlich weitere Wellenmoden im Hohlleiter 22 erzeugt und der Reflexionsfaktor Γ bei den unterschiedlichen Wellenmoden ermittelt wird. Dadurch wird wenigstens eine weitere unabhängige komplexe Größe erhalten, die zur Ermittlung des Abstands D und/oder zur Beseitigung der Mehrdeutigkeit bei der Phase $\text{Ph } \Gamma$ herangezogen werden kann. Bei dieser Weiterbildung sind mehrere Wellentypwandler 20 erforderlich.

Auch hierdurch wird eine Plausibilisierung bzw. Verifizierung des ermittelten Abstands D möglich.

Gegebenenfalls können zur Ermittlung des Abstands D sowohl wenigstens zwei unterschiedliche Frequenzen der Sendewelle 16 als auch wenigstens zwei unterschiedliche Wellenmoden verwendet werden.

Das ermittelte Maß für den Abstand D entsprechend dem Ausgangssignal 66 kann als Analogsignal bereitgestellt werden. Alternativ oder zusätzlich kann das

Ausgangssignal 66 als Schaltsignal bereitgestellt werden, welches signalisiert, dass ein bestimmter Abstand D über- bzw. unterschritten ist.

Die bisher beschriebene Anordnung sowie die beschriebenen Vorgehensweisen zum Ermitteln des Abstands D gelten nicht nur für den bekannten Näherungssensor, sondern gelten insbesondere in gleicher Weise auch für den erfindungsgemäßen Näherungssensor 10.

Der erfindungsgemäße Näherungssensor 10 weicht von dem aus der Offenlegungsschrift PCT/DE2013/000342 bekannten Näherungssensor dadurch ab, dass erfindungsgemäß im Hohlleiter 22 zwei voneinander elektromagnetisch entkoppelte Pfade, ein Sendepfad 80 für die Hohlleiter-Sendewelle 16b und wenigstens ein Empfangspfad 82 für die Hohlleiter-Reflexionswelle 30b vorgesehen sind.

Die Hohlleiter-Sendewelle 16b wird ausschließlich im Sendepfad 80 geführt und an der Apertur 26 abgestrahlt. Die Freiraum-Sendewelle 16c wird am Target 12 reflektiert und vom Target 12 als die Freiraum-Reflexionswelle 30a in Richtung des Hohlleiters 22 abgestrahlt.

Die Freiraum-Reflexionswelle 30a gelangt in den Empfangspfad 82 des Hohlleiters 22. Im gezeigten Ausführungsbeispiel wird davon ausgegangen, dass die Freiraum-Reflexionswelle 30a nicht nur in den einen Empfangspfad 82, sondern auch in den Sendepfad 80 gelangt, der somit Sendepfad 80 und Empfangspfad 82 gleichzeitig ist. Für den Empfang der Freiraum-Reflexionswelle 30a steht daher die gesamte Apertur 26 des Hohlleiters 22 zur Verfügung.

Der Wellentypwandler 20 ist bei dieser Ausgestaltung derart ausgestaltet, dass er einerseits die Leitungs-Sendewelle 16a in die Hohlleiter-Sendewelle 16b transformiert und die reflektierte Welle im Sendepfad 80 wieder in eine leitungsgebundene Welle überführt und andererseits die im Empfangspfad 82

auftretende Hohlleiter-Reflexionswelle 30b, in eine leitungsgebundene Welle am Empfangstor umwandelt. Der Wellentypwandler 20 ist im gezeigten Ausführungsbeispiel als Septums-Polarisator realisiert, dessen Wirkungsweise bereits ausführlich beschrieben wurde.

5

Somit können aus den leitungsgebundenen Wellen der Reflexionsfaktor Γ zwischen empfangener und gesendeter Welle im Sendepfad 80 sowie der Transmissionsfaktor t_r zwischen empfangener Welle im Empfangspfad 82 und der gesendeten Welle im Sendepfad 80 bestimmt werden. Dabei ist der Reflexionsfaktor Γ durch den Quotienten aus reflektierter und gesendeter Welle an einem Tor definiert und der Transmissionsfaktor t_r durch den Quotienten aus empfangener und gesendeter Welle an zwei unterschiedlichen Toren definiert.

10

15

Der wesentliche Vorteil bei der Realisierung des Sendepfads 80 und des davon elektromagnetisch entkoppelten Empfangspfads 82 im Hohlleiter 22 liegt darin, dass zusätzlich zum Reflexionsfaktor Γ oder alternativ zum Reflexionsfaktor Γ der Transmissionsfaktor t_r bestimmt werden kann.

20

Bei dem in Figur 8 gezeigten Ausführungsbeispiel erfolgt die Entkopplung zwischen dem Sendepfad 80 und dem Empfangspfad 82 durch zwei separate Wellenleiter im Hohlleiter 22, die durch eine elektrisch leitfähige Trennwand 84 bereitgestellt werden können.

25

Unter der Annahme, dass der Hohlleiter 22 als zylindrischer Hohlleiter 22 realisiert ist, zeigt Figur 9 eine Feldverteilung der Hohlleiter-Sendewelle 16b im Sendepfad 80 und der Hohlleiter Reflexionswelle 30b im Empfangspfad 82.

30

Figur 10 zeigt eine vorteilhafte alternative Ausgestaltung des Hohlleiters 22 zur Realisierung des Sendepfads 80 und des elektromagnetisch vom Sendepfad 80 getrennten Empfangspfads 82. Bei dieser Ausgestaltung steht das gesamte Volumen des Hohlleiters 22 sowohl für die Hohlleiter-Sendewelle 16b als auch für

die Hohlleiter-Reflexionswelle 30b zur Verfügung. Sowohl die Hohlleiter-Sendewelle 16b als auch die Hohlleiter-Reflexionswelle 30b können die gesamte vom Hohlleiter 22 zur Verfügung gestellte Öffnung nutzen. Die Trennung in den Sendepfad 80 und den Empfangspfad 82 erfolgt im Bereich als Septumpolarisator realisierten Wellentypwandlers 20, wobei die Pfade 80, 82 auf den beiden Seiten des Septumpolarisators ausgebildet werden. Jedem Signalpfad 80, 82 steht somit die gesamte Apertur 26 des Hohlleiters 22 zur Verfügung, sodass die Abstrahl- und Empfangseigenschaften des Hohlleiters 22 bei gegebenem Außendurchmesser optimiert sind.

Figur 11 zeigt eine Draufsicht A – A' auf die Apertur 26 des Hohlleiters 22, ausgehend von der Linie A – A' in Figur 10. Im gezeigten Ausführungsbeispiel wird davon ausgegangen, dass die Hohlleiter-Sendewelle 16b rechtsdrehend zirkular polarisiert ist (Blickrichtung in Wellenausbreitungsrichtung von hinten auf die Welle) und als entsprechende rechtsdrehende zirkular polarisierte Freiraum-Sendewelle 16c abgestrahlt wird.

Figur 12 zeigt eine Draufsicht auf das Target 12, ausgehend von der Linie B – B' in Figur 10. Aufgrund der elektrisch leitfähigen Oberfläche des Targets 12 wird die rechtsdrehend zirkular polarisierte Freiraum-Sendewelle 16c als linksdrehend zirkular polarisierte Freiraumwelle 30a reflektiert. Wegen der spiegelverkehrt dargestellten Draufsicht in Figur 12 in Bezug zu Figur 11 sind die Drehrichtungen der Wellen entgegengesetzt eingezeichnet.

Die linksdrehend zirkular polarisierte Freifeld-Reflexionswelle 30a tritt im Hohlleiter 22 weiterhin als linksdrehend zirkular polarisierte Hohlleiter-Reflexionswelle 30b auf.

Der Wellentypwandler 22 wird bei der Ausgestaltung mit zirkular polarisierten Wellen vorzugsweise als Septumpolarisator realisiert. Im gezeigten Ausführungsbeispiel weist der als Septumpolarisator realisierte Wellentypwandler

22 eine stufenförmige planare Struktur auf, die vorzugsweise mit einem fotolithographischen Prozess gefertigt wird und somit direkt auf einer Platine einschließlich weiterer elektronischen Komponenten integriert werden kann. Auf die Integration elektronischer Komponenten im Hohlleiter 22 wurde bereits weiter oben
5 eingegangen.

Wie bereits erwähnt, liegt der wesentliche Vorteil in der Realisierung von elektromagnetisch entkoppelten Signalpfaden 80, 82 darin, dass zusätzlich oder alternativ zum Reflexionsfaktor Γ der Transmissionsfaktor t_r erfasst werden kann,
10 der eine vom Abstand D zum Target 12 abhängig messbare Größe ist.

Der Transmissionsfaktor t_r beschreibt den Signalpfad, der durch den Sendepfad 80 im Hohlleiter 22, der Laufstrecke zum Target 12 und wieder zurück zu dem Empfangspfad 82 im Hohlleiter 22 gebildet wird.

Der Zusammenhang zwischen dem Abstand D und dem Betrag des Transmissionsfaktors t_r kann durch die Formgebung der Wellenführung innerhalb des Hohlleiters 22 beeinflusst werden. Beispielsweise wird die Lage des Betragsmaximums dadurch beeinflusst, ob der Sende- und Empfangspfad 80, 82
20 erst an der aktiven Fläche des Näherungssensors 10 zusammengeführt werden oder noch innerhalb des kreiszylindrischen Hohlleiters 22. Verlaufen beide Pfade 80, 82 bis zur aktiven Fläche getrennt voneinander, weist der Transmissionsfaktor t_r beim Targetabstand null eine Nullstelle auf.

Hingegen kann der Hohlleiter bzw. Sensorkopf auch so gestaltet werden, dass das Betragsmaximum des Transmissionsfaktors t_r beim Targetabstand null auftritt, wie es zum Beispiel bei der Verwendung eines Septumpolarisators und zirkular polarisierter Wellen möglich ist.

Insbesondere kann damit der Hohlleiter 22 derart realisiert werden, dass der Verlauf des Transmissionsfaktors t_r qualitativ demjenigen des Reflexionsfaktors Γ entspricht.

- 5 Dieser Fall bringt den erheblichen Vorteil mit, dass die Ermittlung des Abstands D ausschließlich auf der Ermittlung des Transmissionsfaktors t_r beruhen kann. Hierdurch kann eine Signaltrennung durch den Richtkoppler 56 entfallen, da sowohl die Sendewelle 16 als auch die Reflexionswelle 30 ohnehin bereits getrennt vorliegen.

5 **Ansprüche**

1. Näherungssensor zur Messung des Abstands (D) eines Targets (12), mit
einem Mikrowellenoszillator (52), der als Ausgangssignal (54) eine
Sendewelle (16) bereitstellt, welche der Näherungssensor (10) in Richtung
10 auf das Target (12) als Freiraum-Sendewelle (16c) abstrahlt, die das Target
(12), welches elektrisch leitfähig ist oder zumindest eine elektrisch leitfähige
Oberfläche aufweist, als Freiraum-Reflexionswelle (30a) reflektiert und der
Näherungssensor (10) als Reflexionswelle (30) empfängt, wobei eine
Ermittlung des Abstands (D) aus der Sendewelle (16) und der
15 Reflexionswelle (30) vorgesehen ist, wobei die Sendewelle (16) in einem
Hohlleiter (22) als Hohlleiter-Sendewelle (16b) geführt ist, und wobei die
Einkopplung der Sendewelle (16) in den Hohlleiter (22) mit einem
Wellenmode vorgesehen ist, der zur Ablösung der Hohlleiter-Sendewelle
(16b) an der Apertur (26) am vorderen Ende des Hohlleiters (22) in die
20 Freiraum-Sendewelle (16c) und zur Propagierung der Freiraum-Sendewelle
(16c) zum Target (12) führt, dadurch gekennzeichnet, dass im Hohlleiter (22)
ein Sendepfad (80) zur Führung der Sendewelle (16) als eine Hohlleiter-
Sendewelle (16b) und wenigstens ein vom Sendepfad (80) elektromagnetisch
entkoppelter Empfangspfad (82) zur Führung der Reflexionswelle (30) als
25 eine Hohlleiter-Reflexionswelle (30b, 30d) vorgesehen sind.
2. Näherungssensor nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, dass der
Hohlleiter (22) zwei für den Sendepfad (80) und den wenigstens einen
Empfangspfad (82) getrennte Wellenleiter aufweist.

3. Näherungssensor nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, dass die beiden voneinander entkoppelten Pfade (80, 82) durch eine zirkular polarisierte Hohlleiter-Sendewelle (16b) und eine in der anderen Drehrichtung zirkular polarisierte Hohlleiter-Reflexionswelle (30b) realisiert sind, wobei die
5 Drehung der Polarisationsrichtung am Target (12) bei der Reflexion erfolgt.
4. Näherungssensor nach Anspruch 3, dadurch gekennzeichnet, dass zur Bereitstellung der zirkular polarisierten Hohlleiter-Sendewelle (16b) und zum Empfang der Hohlleiter-Sendewelle (30b) ein Wellentypwandler (20)
10 vorgesehen ist, der als Septumpolarisator realisiert ist.
5. Näherungssensor nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, dass als Wellenmode bei Verwendung eines kreiszylindrischen Hohlleiters (22) der TE₁₁-Mode vorgesehen ist.
15
6. Näherungssensor nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, dass der Hohlleiter (22) kreiszylindrisch ausgestaltet ist.
7. Näherungssensor nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, dass an der
20 Apertur (26) am vorderen Ende des Hohlleiters (22) ein dielektrisches Fenster (28) vorgesehen ist.
8. Näherungssensor nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, dass der Hohlleiter (22) mit einem dielektrischen Material gefüllt ist.
25
9. Näherungssensor nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, dass zur Festlegung des Wellenmodes der Hohlleiter-Sendewelle (16b) im Hohlleiter (22) wenigstens ein Wellentypwandler (20) vorgesehen ist.
- 30 10. Näherungssensor nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, dass zur Ermittlung des Reflexionsfaktors (Γ) aus der Sendewelle (16) und der

Reflexionswelle (30) ein Quadraturmischer (58) vorgesehen ist.

11. Näherungssensor nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, dass zur Ermittlung des Reflexionsfaktors (Γ) aus der Sendewelle (16) und der Reflexionswelle (30) die 6-Tor-Technik vorgesehen ist.

12. Näherungssensor nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, dass der Hohlleiter (22), der Wellentypwandler (20) und eine signalverarbeitende Anordnung (14) eine einteilige Einheit bilden, deren Gehäuse vorzugsweise der Hohlleiter (22) ist.

13. Verfahren zur Messung des Abstands (D) eines Targets (12), bei dem ein Ausgangssignal (54) eines Mikrowellenoszillator (52) als eine Sendewelle (16) bereitgestellt wird, welche in Richtung auf das Target (12) als Freiraum-Sendewelle (16c) abgestrahlt wird, welche vom Target (12), welches elektrisch leitfähig ist oder zumindest eine elektrisch leitfähige Oberfläche aufweist, als Freiraum-Reflexionswelle (30a) reflektiert wird und als Reflexionswelle (30) empfangen wird, wobei der Abstand (D) aus der Sendewelle (16) und der Reflexionswelle (30) ermittelt wird, wobei die Sendewelle (16) in einem Hohlleiter (22) als Hohlleiter-Sendewelle (16b) geführt wird und wobei die Einkopplung der Sendewelle (16) in den Hohlleiter (22) mit einem Wellenmode vorgenommen wird, der zur Ablösung der Hohlleiter-Sendewelle (16b) an der Apertur (26) am vorderen Ende des Hohlleiters (22) in die Freiraum-Sendewelle (16c) und zur Propagierung der Freiraum-Sendewelle (16c) zum Target (12) führt, dadurch gekennzeichnet, dass im Hohlleiter (22) in einem Sendepfad (80) die Sendewelle (16) als eine Hohlleiter-Sendewelle (16b) und in wenigstens einem vom Sendepfad (80) elektromagnetisch entkoppelten Empfangspfad (82) die Reflexionswelle (30) als eine Hohlleiter-Reflexionswelle (30b) geführt werden.

14. Verfahren nach Anspruch 13, dadurch gekennzeichnet, dass der Abstand (D)

aus dem Reflexionsfaktor (Γ) oder dem Transmissionsfaktor (t_r) ermittelt wird.

15. Verfahren nach Anspruch 13, dadurch gekennzeichnet, dass der Abstand (D) aus dem Reflexionsfaktor (Γ) und dem Transmissionsfaktor (t_r) ermittelt wird.

5

16. Näherungssensor nach Anspruch 13, dadurch gekennzeichnet, dass als Wellenmode bei Verwendung eines kreiszylindrischen Hohlleiters (22) der TE₁₁-Wellenmode vorgesehen wird.

10

17. Verfahren nach Anspruch 13, dadurch gekennzeichnet, dass die Ermittlung des Abstands (D) bei einer Frequenz der Sendewelle (16) und einem Wellenmode vorgenommen wird.

15

18. Verfahren nach Anspruch 13, dadurch gekennzeichnet, dass zur Ermittlung des Abstands (D) eine Abstimmung des Mikrowellenoszillators (52) alternierend auf wenigstens zwei unterschiedliche Frequenzen der Sendewelle (16) vorgenommen wird und dass die Ermittlung des Abstands (D) bei wenigstens zwei unterschiedlichen Frequenzen sowie einem Wellenmode vorgenommen wird.

20

19. Verfahren nach Anspruch 13, dadurch gekennzeichnet, dass zur Einkopplung der Sendewelle (16) in den Hohlleiter (22) alternierend zum ersten Wellenmode wenigstens ein zweiter Wellenmode vorgesehen wird.

25

20. Verfahren nach Anspruch 19 dadurch gekennzeichnet, dass die Ermittlung des Abstands (D) bei einer Frequenz der Sendewelle (16) und wenigstens bei zwei unterschiedlichen Wellenmoden vorgenommen wird.

30

21. Verfahren nach Anspruch 20, dadurch gekennzeichnet, dass ein solcher weiterer Wellenmode vorgegeben wird, der zu einer vorwiegend evaneszenten Feldverteilung vor dem Hohlleiter (22) führt.

22. Verfahren nach Anspruch 21, dadurch gekennzeichnet, dass bei Verwendung eines kreiszylindrischen Hohlleiters (22) als wenigstens ein weiterer Wellenmode der TM₀₁-Mode vorgesehen wird.

5

23. Verfahren nach Anspruch 18 oder 20, dadurch gekennzeichnet, dass die Ermittlung des Abstands (D) auf wenigstens zwei unterschiedliche Arten vorgenommen wird und dass eine Plausibilisierung der auf unterschiedliche Arten ermittelten Ergebnisse vorgesehen wird.

10

24. Verfahren nach Anspruch 13, dadurch gekennzeichnet, dass eine Rückrechnung eines ermittelten ersten Reflexionsfaktors (Γ) aus der Sendewelle (16) und der Reflexionswelle (30) auf einen an einer Apertur (26) des Hohlleiters (22) auftretenden Reflexionsfaktor (Γ_3) vorgesehen ist.

15

25. Verfahren nach Anspruch 24, dadurch gekennzeichnet, dass die Rückrechnung mittels einer konformen Abbildung (38) erfolgt.

20

26. Verfahren nach Anspruch 24, dadurch gekennzeichnet, dadurch gekennzeichnet, dass eine Ermittlung der Phase (Ph Γ) des Reflexionsfaktors (Γ) als Maß für den Abstand (D) vorgesehen wird.

25

27. Verfahren nach Anspruch 24, dadurch gekennzeichnet, dadurch gekennzeichnet, dass eine Ermittlung der Phase (Ph Γ) und des Betrags $|\Gamma|$ des Reflexionsfaktors (Γ) als Maß für den Abstand (D) vorgesehen wird.

30

28. Verfahren nach Anspruch 27, dadurch gekennzeichnet, dass eine eindeutige Ermittlung des Abstands (D) aus der Phase (Ph Γ) des Reflexionsfaktors (Γ) anhand des Betrags des Reflexionsfaktors (Γ) vorgesehen ist, wenn innerhalb des vorgegebenen Messbereichs Mehrdeutigkeit der Phase (Ph Γ) des Reflexionsfaktors (Γ) vorliegt.

29. Verfahren nach Anspruch 13, dadurch gekennzeichnet, dass eine Grobkalibrierung vorgenommen wird.

5 30. Verfahren nach Anspruch 13, dadurch gekennzeichnet, dass eine Feinkalibrierung vorgenommen wird.

31. Verfahren nach Anspruch 13, dadurch gekennzeichnet, dass der Abstand (D) als analoges Signal bereitgestellt wird.

10

32. Verfahren nach Anspruch 13, dadurch gekennzeichnet, dass ein Schaltsignal bereitgestellt wird, welches signalisiert, dass ein bestimmter Abstand (D) überschritten oder unterschritten ist.

1/12

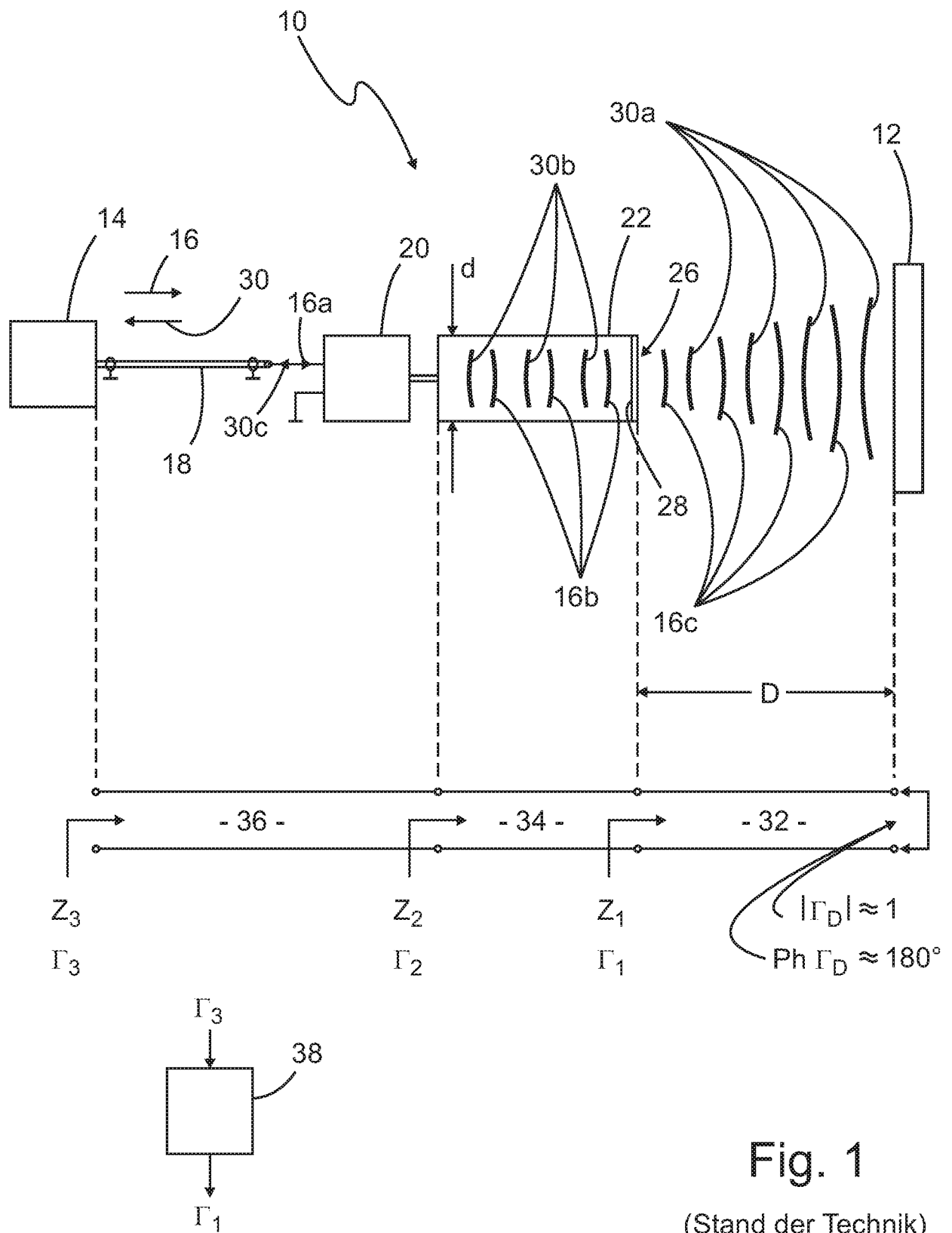


Fig. 1

(Stand der Technik)

2/12

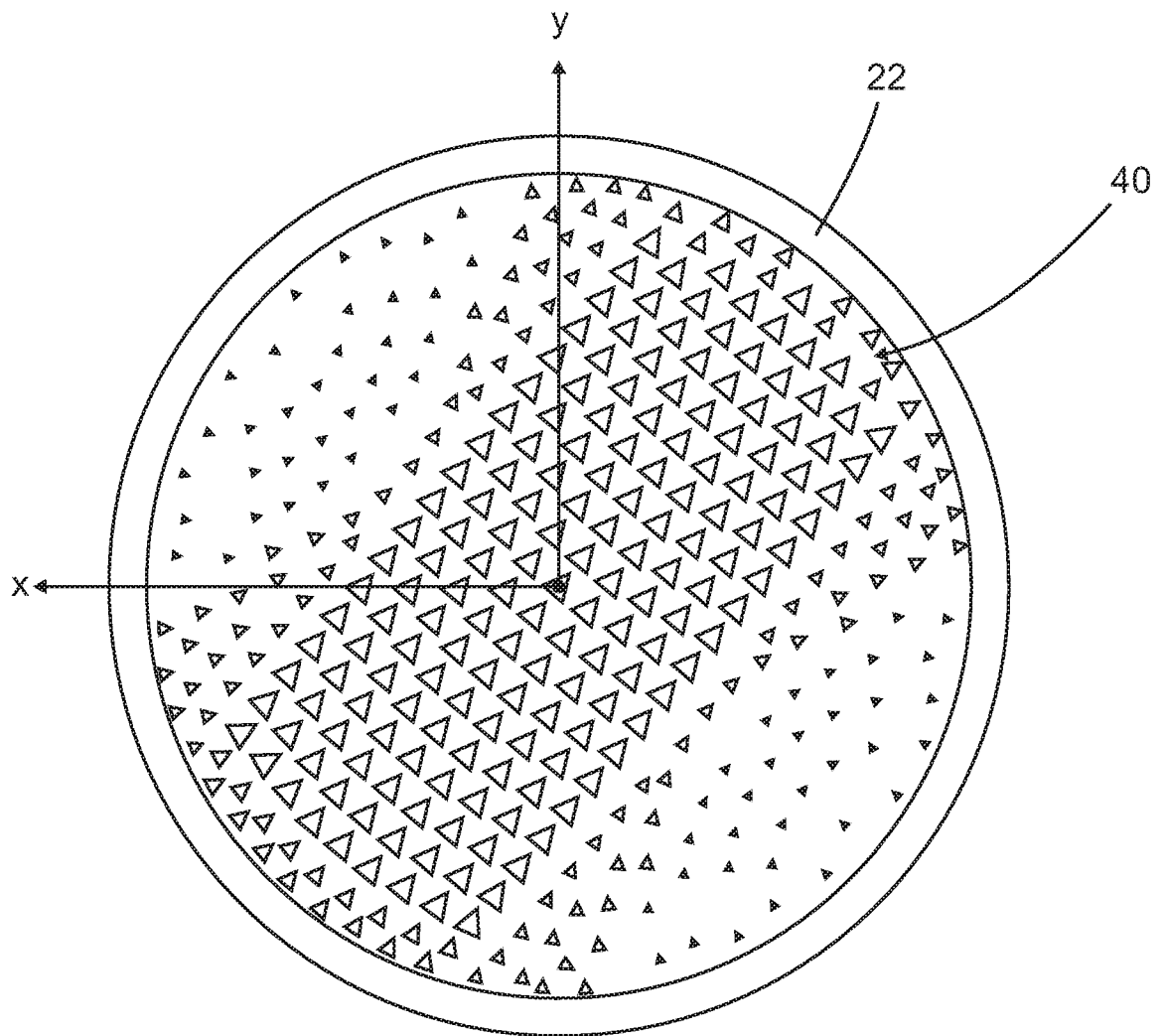


Fig. 2a

3/12

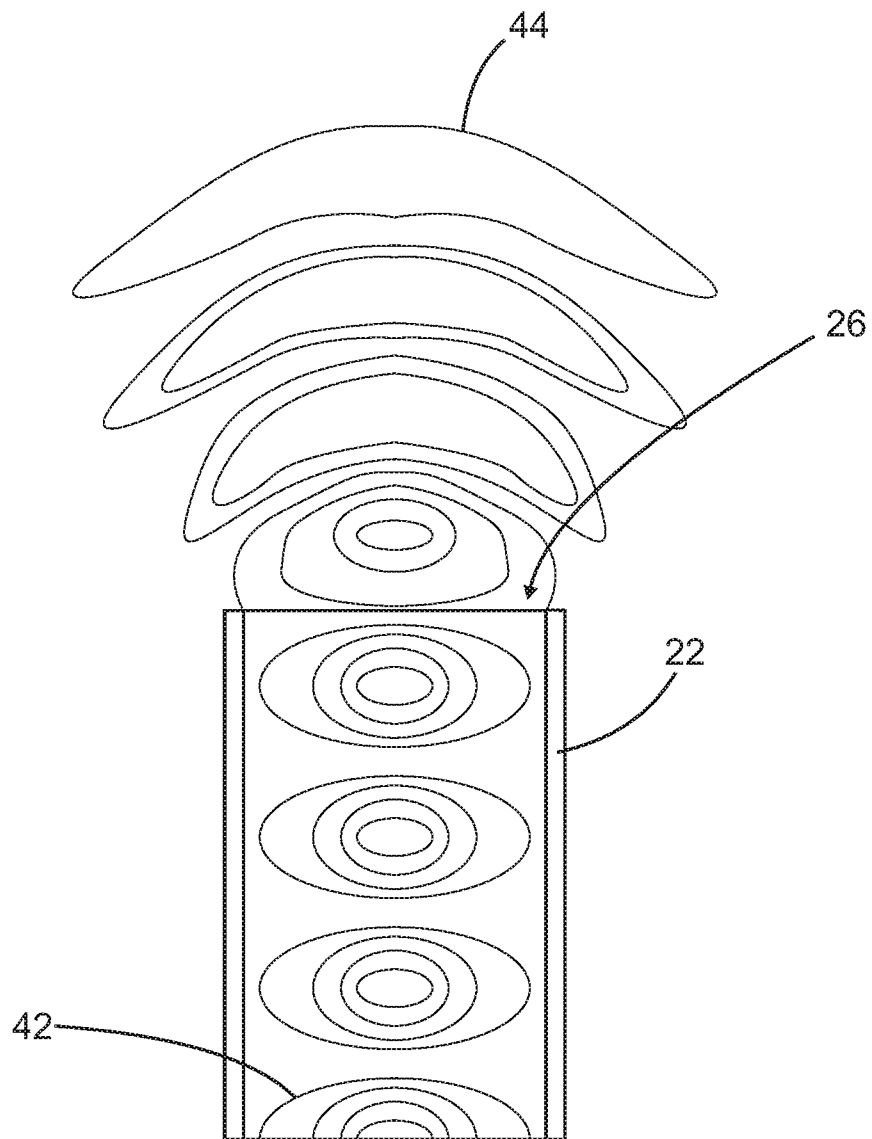


Fig. 2b

4/12

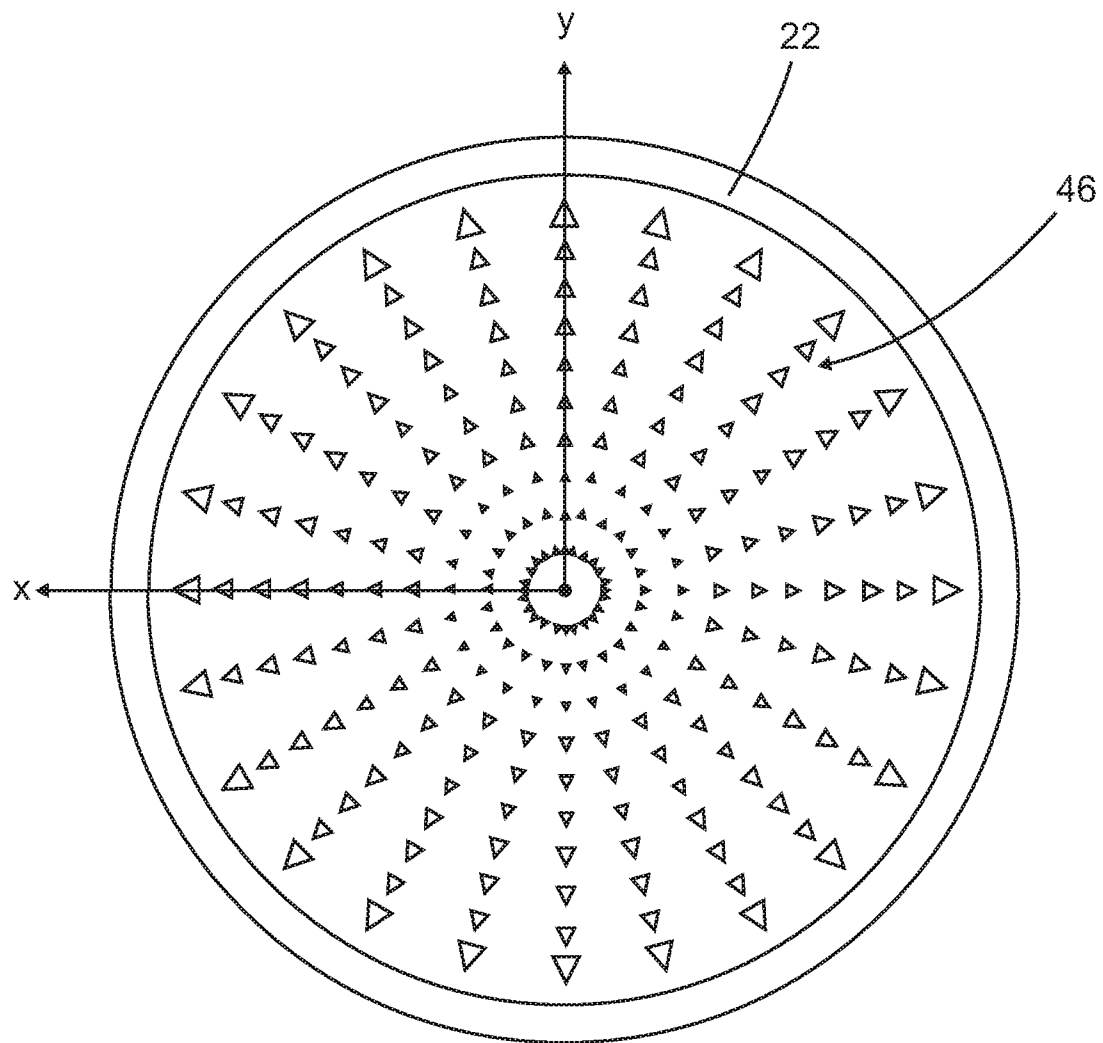


Fig. 3a

5/12

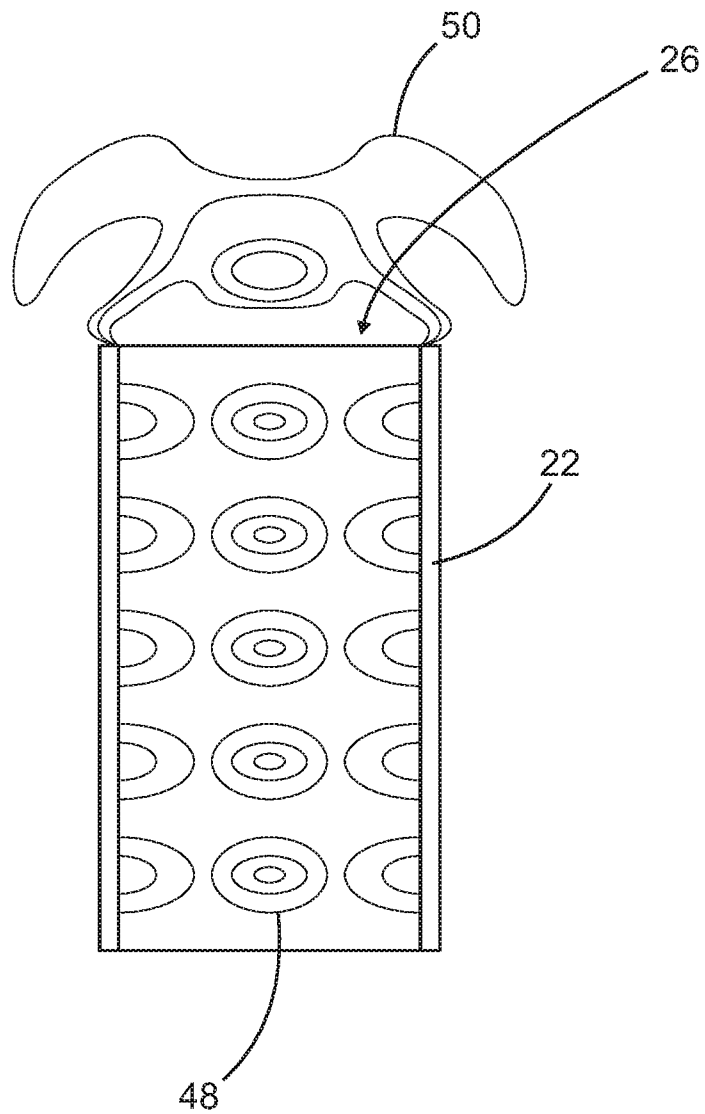


Fig. 3b

6/12

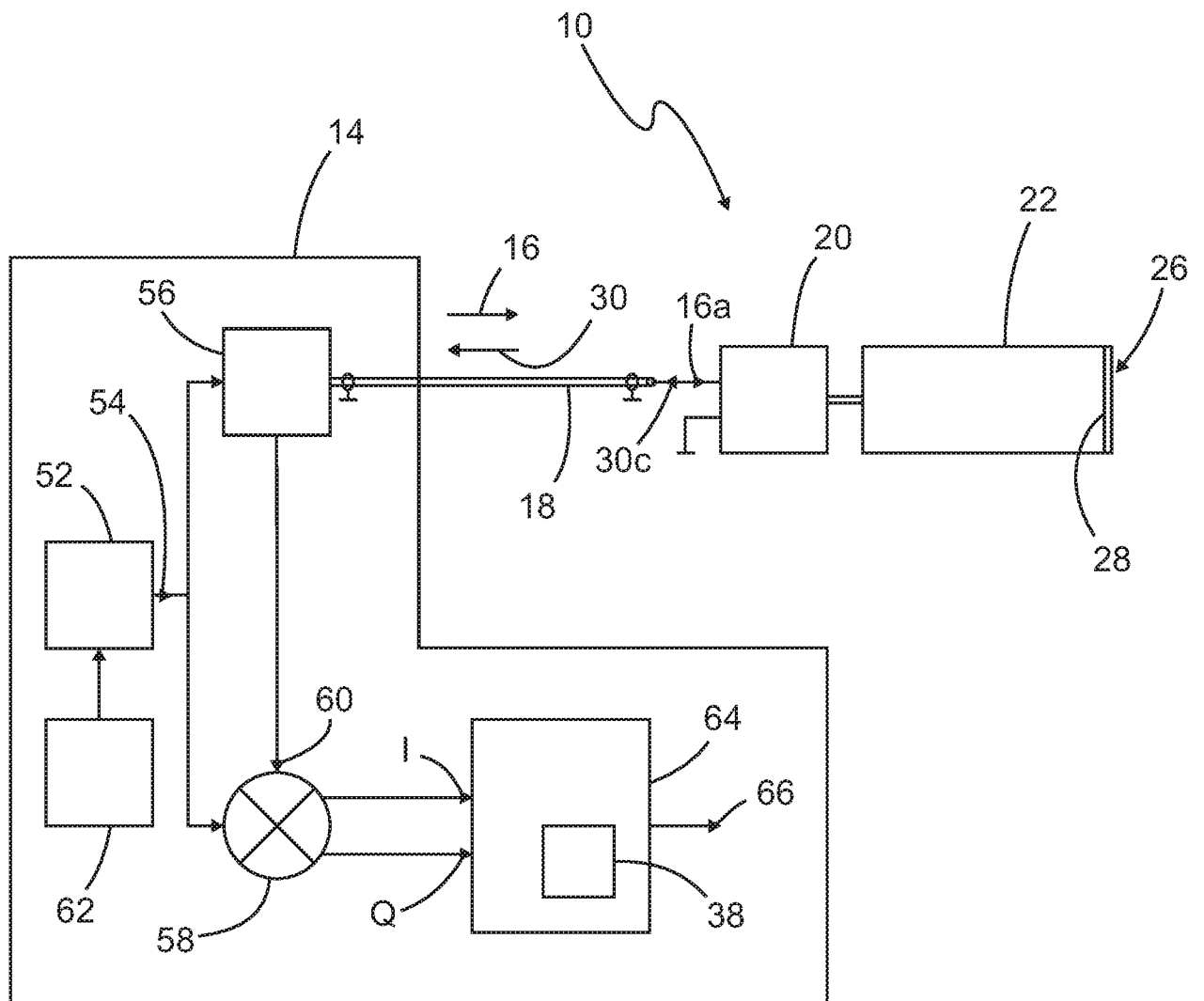


Fig. 4a

7/12

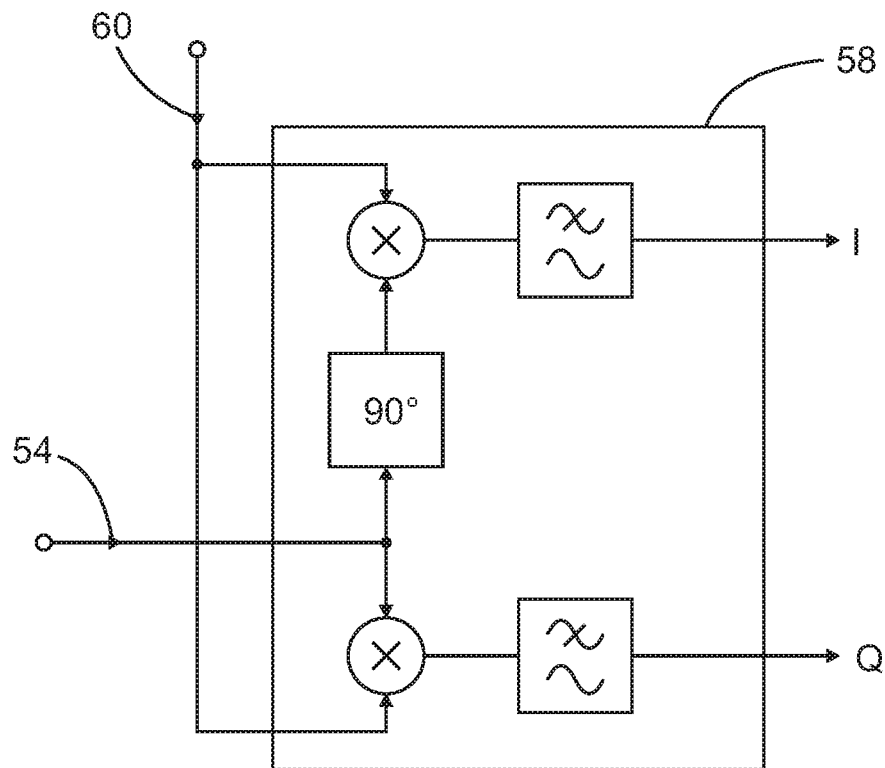


Fig. 4b

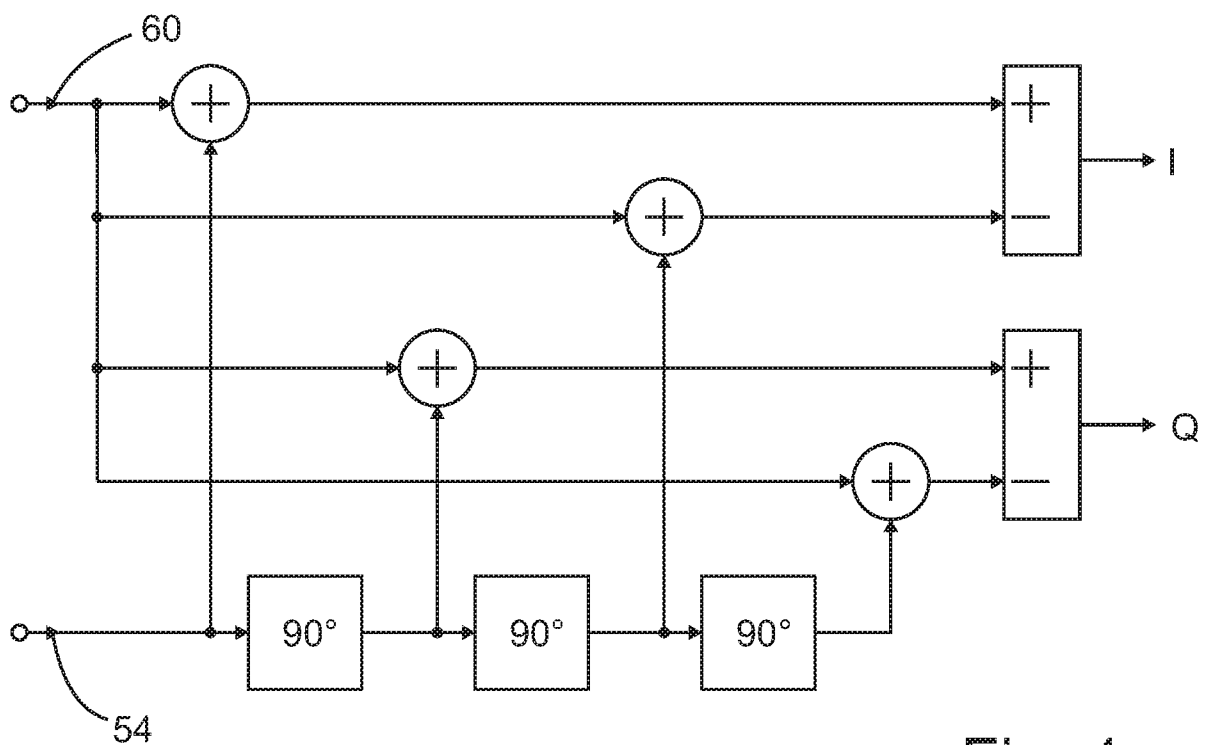


Fig. 4c

8/12

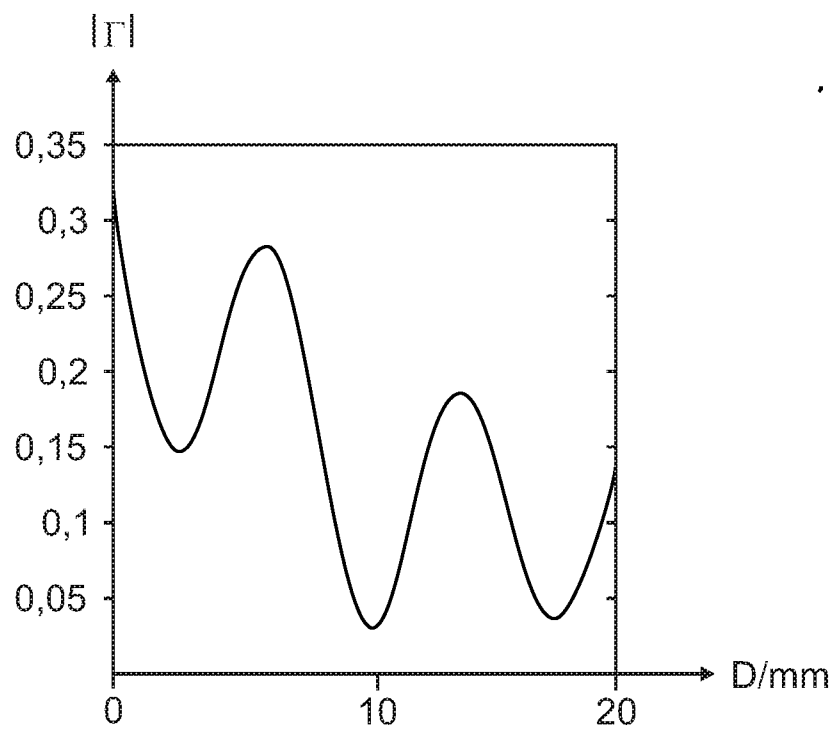


Fig. 5a

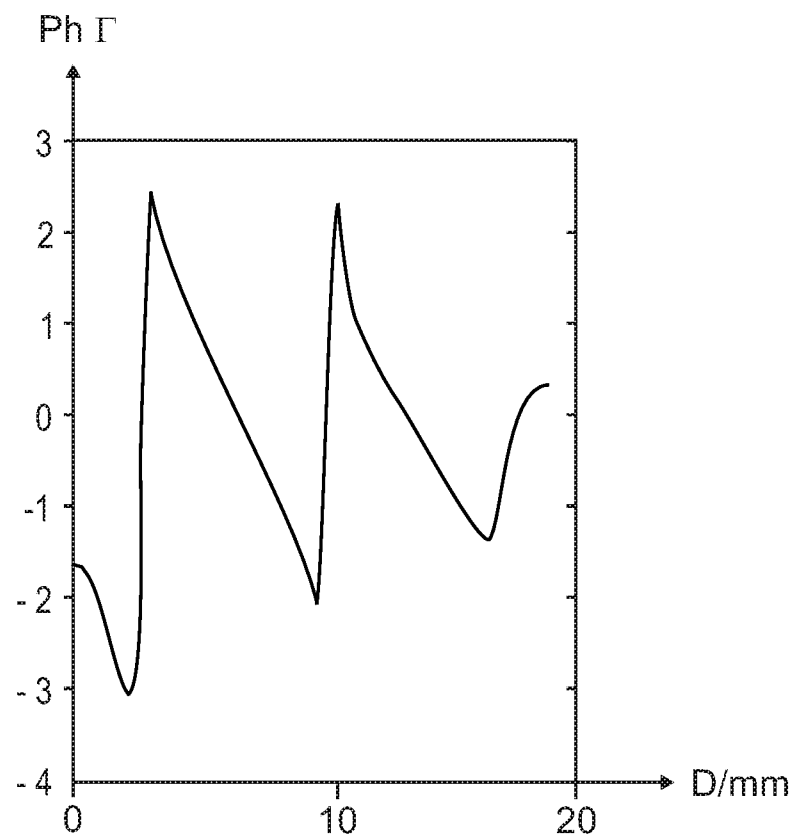


Fig. 5b

9/12

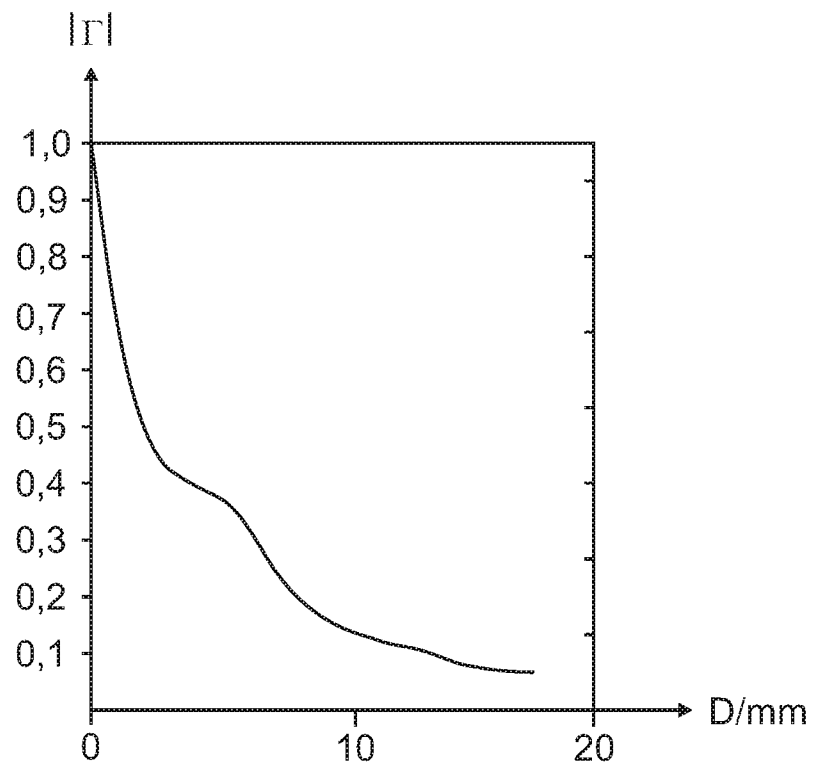


Fig. 6a

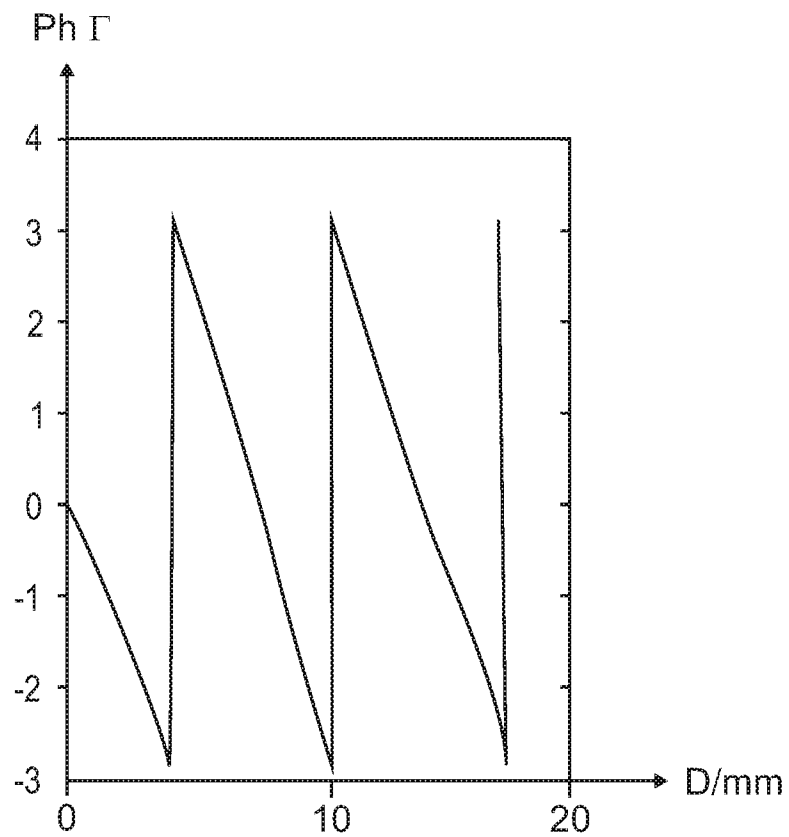


Fig. 6b

10/12

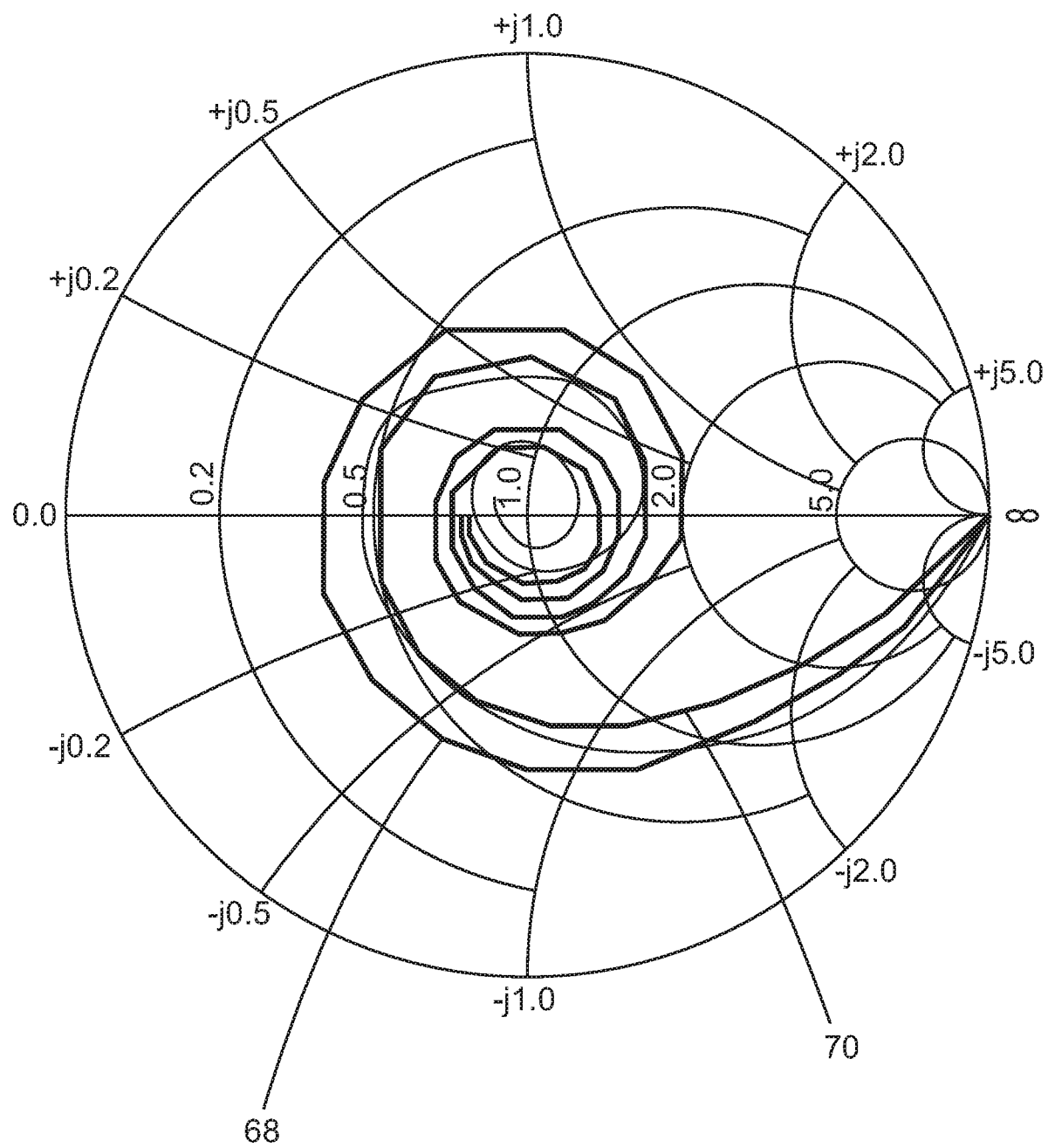


Fig. 7

11/12

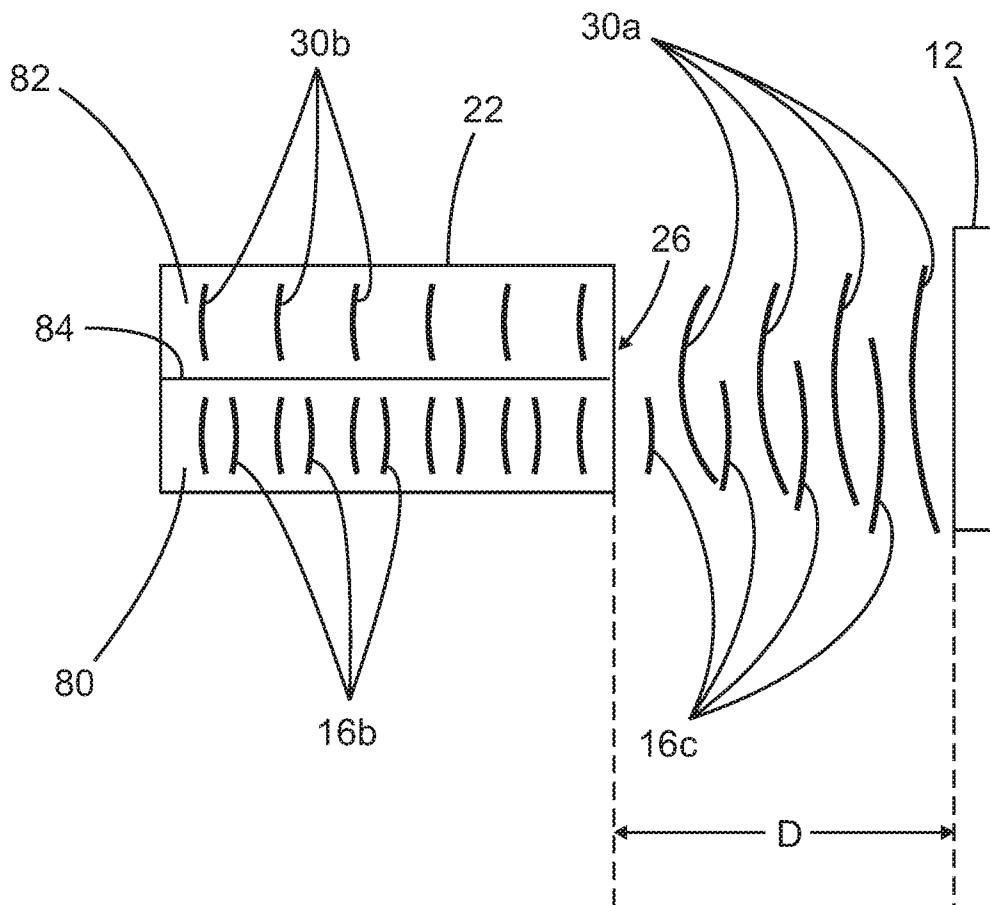


Fig. 8

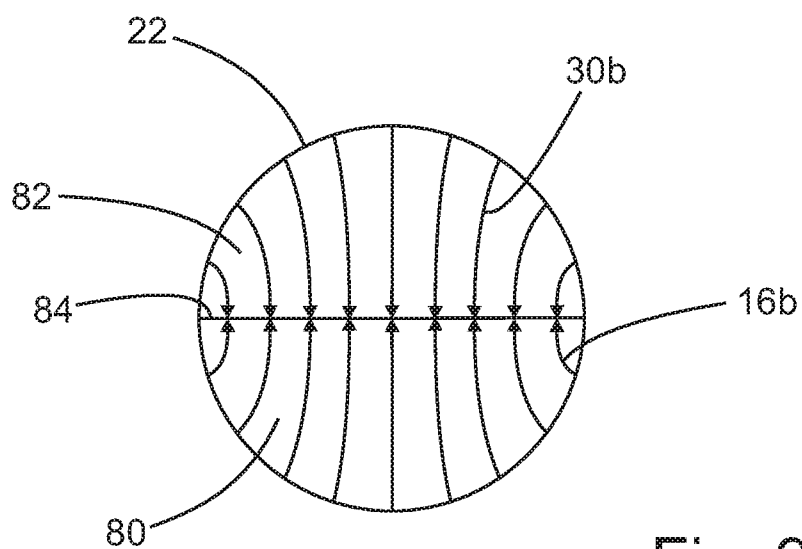


Fig. 9

12/12

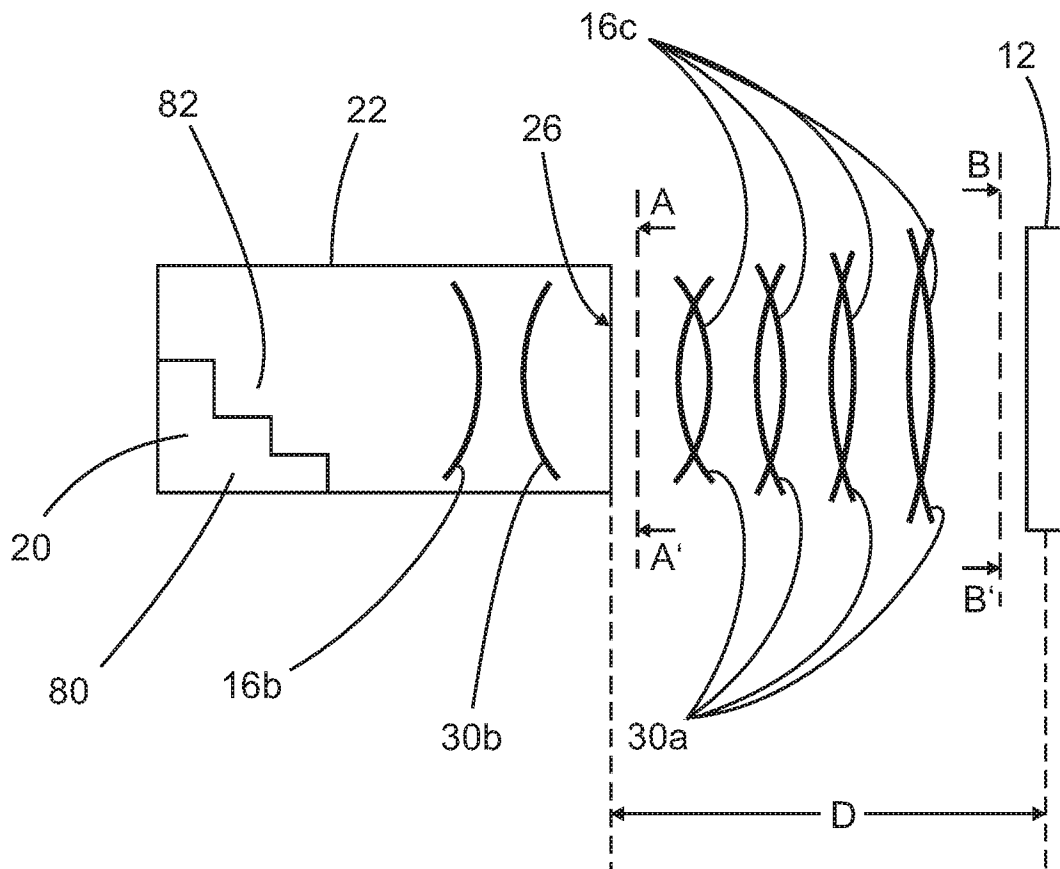


Fig. 10

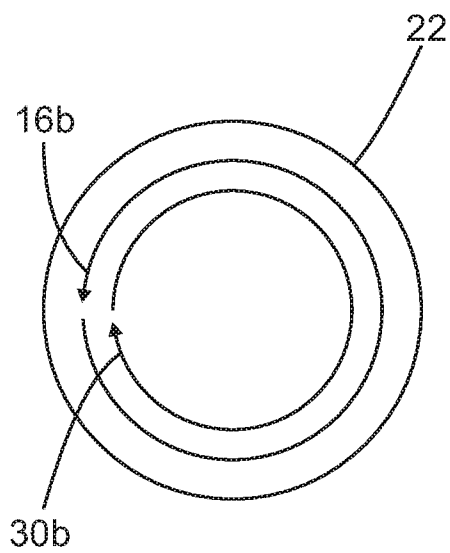


Fig. 11
A - A'

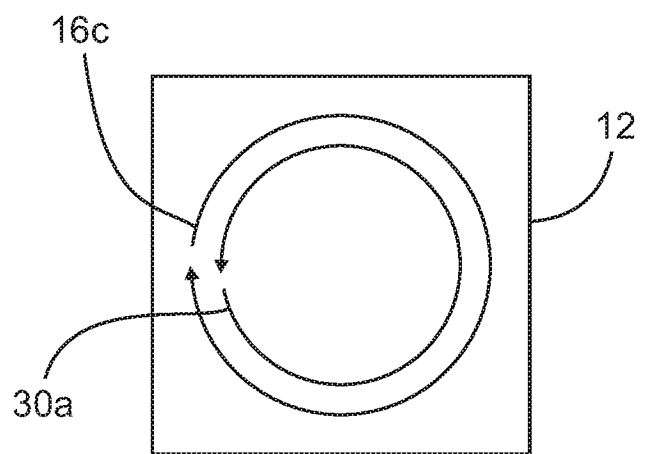


Fig. 12
B - B'

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No
PCT/DE2014/100464A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER
INV. G01S13/32 G01S13/36
ADD.

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

B. FIELDS SEARCHED

Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols)
G01S

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

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

EPO-Internal

C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
X	ANDREAS STELZER ET AL: "A Microwave Position Sensor with Submillimeter Accuracy", IEEE TRANSACTIONS ON MICROWAVE THEORY AND TECHNIQUES, IEEE SERVICE CENTER, PISCATAWAY, NJ, US, vol. 47, no. 12, 1 December 1999 (1999-12-01), XP011037843, ISSN: 0018-9480 the whole document ----- -/--	1-32



Further documents are listed in the continuation of Box C.



See patent family annex.

* Special categories of cited documents :

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

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

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

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

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

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

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

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

"&" document member of the same patent family

Date of the actual completion of the international search

1 September 2015

Date of mailing of the international search report

09/09/2015

Name and mailing address of the ISA/

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

Authorized officer

Beer, Mark

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No

PCT/DE2014/100464

C(Continuation). DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT		
Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
X	Christian G Diskus ET AL: "35 GHz six-port receiver for radar applications", 18 July 1999 (1999-07-18), XP055103850, DOI: 10.1117/12.365717 Retrieved from the Internet: URL: http://proceedings.spiedigitallibrary.org/data/Conferences/SPIEP/54285/355_1.pdf [retrieved on 2014-02-24] the whole document -----	1-32

A. KLASSIFIZIERUNG DES ANMELDUNGSGEGENSTANDES
INV. G01S13/32 G01S13/36
ADD.

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

B. RECHERCHIERTE GEBIETE

Recherchierter Mindestprüfstoff (Klassifikationssystem und Klassifikationssymbole)
G01S

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

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

EPO-Internal

C. ALS WESENTLICH ANGESEHENE UNTERLAGEN

Kategorie*	Bezeichnung der Veröffentlichung, soweit erforderlich unter Angabe der in Betracht kommenden Teile	Betr. Anspruch Nr.
X	ANDREAS STELZER ET AL: "A Microwave Position Sensor with Submillimeter Accuracy", IEEE TRANSACTIONS ON MICROWAVE THEORY AND TECHNIQUES, IEEE SERVICE CENTER, PISCATAWAY, NJ, US, Bd. 47, Nr. 12, 1. Dezember 1999 (1999-12-01), XP011037843, ISSN: 0018-9480 das ganze Dokument ----- -/-	1-32



Weitere Veröffentlichungen sind der Fortsetzung von Feld C zu entnehmen



Siehe Anhang Patentfamilie

* Besondere Kategorien von angegebenen Veröffentlichungen :

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

"E" frühere Anmeldung oder Patent, die bzw. das jedoch erst am oder nach dem internationalen Anmeldedatum veröffentlicht worden ist

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

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

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

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

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

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

"&" Veröffentlichung, die Mitglied derselben Patentfamilie ist

Datum des Abschlusses der internationalen Recherche

1. September 2015

Absendedatum des internationalen Recherchenberichts

09/09/2015

Name und Postanschrift der Internationalen Recherchenbehörde

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

Bevollmächtigter Bediensteter

Beer, Mark

C. (Fortsetzung) ALS WESENTLICH ANGESEHENE UNTERLAGEN		
Kategorie*	Bezeichnung der Veröffentlichung, soweit erforderlich unter Angabe der in Betracht kommenden Teile	Betr. Anspruch Nr.
X	Christian G Diskus ET AL: "35 GHz six-port receiver for radar applications", 18. Juli 1999 (1999-07-18), XP055103850, DOI: 10.1117/12.365717 Gefunden im Internet: URL:http://proceedings.spiedigitallibrary. org/data/Conferences/SPIEP/54285/355_1.pdf [gefunden am 2014-02-24] das ganze Dokument -----	1-32