



(10) **DE 10 2013 108 490 A1** 2015.02.12

(12) **Offenlegungsschrift**

(21) Aktenzeichen: **10 2013 108 490.7**
(22) Anmeldetag: **07.08.2013**
(43) Offenlegungstag: **12.02.2015**

(51) Int Cl.: **G01F 23/284** (2006.01)
G01S 13/88 (2006.01)
G01S 13/34 (2006.01)
G01S 7/03 (2006.01)

(71) Anmelder:
**Endress + Hauser GmbH + Co. KG, 79689
Maulburg, DE**

(74) Vertreter:
**Andres, Angelika, Dipl.-Phys., 79576 Weil am
Rhein, DE**

(72) Erfinder:
**Malinowskiy, Alexey, Dr., 79689 Maulburg, DE;
Mayer, Winfried, Dr., 89290 Buch, DE; Pflüger,
Stefan, 81379 München, DE**

(56) Ermittelter Stand der Technik:

DE 10 2006 030 965 A1
US 6 415 660 B1

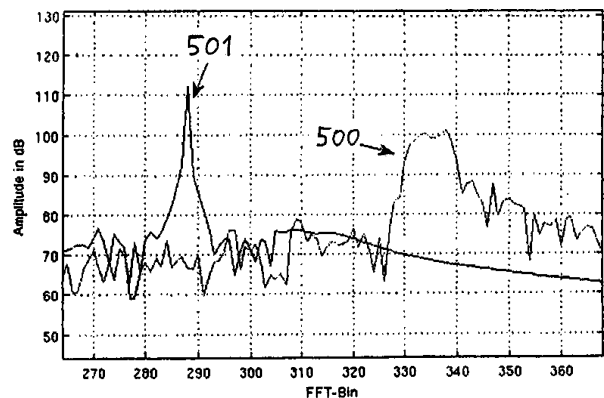
**Nalezinski, M. (2003). FMCW-Radarsensoren
bei 24 GHz in planarem Aufbau zur
Füllstandsmessung, Dissertation Universität der
Bundeswehr München, Neubiberg, S. 10f, 113f**

Rechercheantrag gemäß § 43 Abs. 1 Satz 1 PatG ist gestellt.

Die folgenden Angaben sind den vom Anmelder eingereichten Unterlagen entnommen

(54) Bezeichnung: **Dispersionskorrektur für FMCW-Radar in einem Rohr**

(57) Zusammenfassung: Es wird eine Radarmessvorrichtung zur Bestimmung einer Entfernung zu einer Oberfläche eines Mediums oder zu einem anderen Radarziel in einem Rohr beschrieben. Die Radarmessvorrichtung arbeitet entsprechend dem FMCW-Prinzip und umfasst eine Radarsendeinheit, welche dazu ausgelegt ist, ein Radarsendesignal zu erzeugen, das entsprechend dem FMCW-Prinzip frequenzmoduliert ist, und eine Radarempfangseinheit, welche dazu ausgelegt ist, ein an der Oberfläche des Mediums oder an dem anderen Radarziel im Rohr zurückreflektiertes Radarempfangssignal zu empfangen, das Radarempfangssignal durch Mischen mit dem Radarsendesignal oder einem davon abgeleiteten Signal in ein Zwischenfrequenzsignal umzuwandeln und anhand des so erhaltenen Zwischenfrequenzsignals eine Entfernung zur Oberfläche des Mediums oder zu dem anderen Radarziel im Rohr zu bestimmen. Die Radarempfangseinheit ist dazu ausgelegt, eine Phasenkorrektur auf den Phasenverlauf des Zwischenfrequenzsignals anzuwenden und ein phasenkorrigiertes Zwischenfrequenzsignal zu erzeugen, wobei die Phasenkorrektur dazu ausgelegt ist, einen dispersionsabhängigen Phasenanteil im Phasenverlauf des Zwischenfrequenzsignals zu verringern oder zu beseitigen und einen nicht von Dispersionseffekten abhängigen Phasenanteil hinzuzufügen. Die Radarempfangseinheit ist dazu ausgelegt, anhand des phasenkorrigierten Zwischenfrequenzsignals die Zielfrequenzkomponenten im Zwischenfrequenzsignal zu bestimmen und anhand der Zielfrequenzkomponenten die Entfernung zur Oberfläche des Mediums oder zu dem anderen Radarziel im Rohr zu bestimmen.



Beschreibung

[0001] Die Erfindung betrifft eine Radarmessvorrichtung zur Bestimmung einer Entfernung zu einer Oberfläche eines Mediums oder zu einem anderen Radarziel in einem Rohr gemäß dem Oberbegriff des Anspruch 1. Des weiteren betrifft die Erfindung ein Verfahren zur Bestimmung einer Entfernung zu einer Oberfläche eines Mediums oder zu einem anderen Radarziel in einem Rohr mittels einer Radarmessvorrichtung gemäß Anspruch 16.

[0002] In der Prozessautomatisierungstechnik werden vielfach Feldgeräte eingesetzt, die zur Erfassung und/oder Beeinflussung von Prozessvariablen dienen. Beispiele für derartige Feldgeräte sind Füllstandsmessgeräte, Massedurchflussmessgeräte, Druck- und Temperaturmessgeräte etc., die als Sensoren die entsprechenden Prozessvariablen Füllstand, Durchfluss, Druck bzw. Temperatur erfassen.

[0003] Als Feldgeräte werden im Prinzip alle Geräte bezeichnet, die prozessnah eingesetzt werden und die prozessrelevante Informationen liefern oder verarbeiten.

[0004] Eine Vielzahl solcher Feldgeräte wird von der Firma Endress + Hauser hergestellt und vertrieben.

[0005] Mit Hilfe von Radarmessvorrichtungen auf der Basis des FMCW-Radars lässt sich der Füllstand in einem Behälter oder Tank genau messen. Bei einer Radarmessung in einem Rohr treten allerdings besondere Effekte auf, weil das Rohr für die Radarwellen als Hohlleiter wirkt und durch eine für Hohlleiter charakteristische Ausbreitungscharakteristik der Radarwellen gekennzeichnet ist.

[0006] Aufgabe der Erfindung ist es daher, die Genauigkeit der Entfernungsmessung mittels Radar in einem Rohr zu verbessern.

[0007] Gelöst wird diese Aufgabe durch die in den Ansprüchen 1 und 16 angegebenen Merkmale.

[0008] Vorteilhafte Weiterentwicklungen der Erfindung sind in den Unteransprüchen angegeben.

[0009] Eine Radarmessvorrichtung zur Bestimmung einer Entfernung zu einer Oberfläche eines Mediums oder zu einem anderen Radarziel in einem Rohr arbeitet entsprechend dem FMCW-Prinzip und umfasst eine Radarsendeeinheit, welche dazu ausgelegt ist, ein Radarsendesignal zu erzeugen, das entsprechend dem FMCW-Prinzip frequenzmoduliert ist, und eine Radarempfangeinheit, welche dazu ausgelegt ist, ein an der Oberfläche des Mediums oder an dem anderen Radarziel im Rohr zurückreflektiertes Radarempfangssignal zu empfangen, das Radarempfangssignal durch Mischen mit dem Radarsendesignal oder einem davon abgeleiteten Signal in ein Zwischenfrequenzsignal umzuwandeln und anhand des so erhaltenen Zwischenfrequenzsignals eine Entfernung zur Oberfläche des Mediums oder zu dem anderen Radarziel im Rohr zu bestimmen. Die Radarempfangeinheit ist dazu ausgelegt, eine Phasenkorrektur auf den Phasenverlauf des Zwischenfrequenzsignals anzuwenden und ein phasenkorrigiertes Zwischenfrequenzsignal zu erzeugen, wobei die Phasenkorrektur dazu ausgelegt ist, einen dispersionsabhängigen Phasenanteil im Phasenverlauf des Zwischenfrequenzsignals zu verringern oder zu beseitigen und einen nicht von Dispersionseffekten abhängigen Phasenanteil hinzuzufügen. Die Radarempfangeinheit ist dazu ausgelegt, anhand des phasenkorrigierten Zwischenfrequenzsignals die Zielfrequenzkomponenten im Zwischenfrequenzsignal zu bestimmen und anhand der Zielfrequenzkomponenten die Entfernung zur Oberfläche des Mediums oder zu dem anderen Radarziel im Rohr zu bestimmen.

[0010] Durch die Anwendung der Phasenkorrektur werden die bei der Wellenausbreitung in einem Rohr infolge von Dispersion auftretenden Effekte verringert oder beseitigt, zusätzlich wird durch die Phasenkorrektur ein linear mit der Zeit ansteigender nicht-dispersiver Phasenanteil hinzugefügt. Infolge dieser Phasenkorrektur können die im Zwischenfrequenzsignal enthaltenen Zielfrequenzkomponenten besser und genauer ausgewertet werden als bisher. Insbesondere wird durch die Phasenkorrektur eine Verbreiterung und ein Auseinanderfließen der verschiedenen Frequenzpeaks im Frequenzspektrum des Zwischenfrequenzsignals verhindert. Die Frequenzpeaks werden schärfer und können genauer ausgewertet werden.

[0011] Nachfolgend ist die Erfindung anhand mehrerer in der Zeichnung dargestellter Ausführungsbeispiele näher erläutert.

[0012] Es zeigen:

- [0013]** Fig. 1A einen Tank mit einem Schwallrohr und einem Radarmessgerät zur Durchführung einer Füllstandsmessung im Schwallrohr;
- [0014]** Fig. 1B einen Tank mit einem außerhalb des Tanks angeordneten Bypassrohr und mit einem Radarmessgerät zur Durchführung einer Füllstandsmessung im Bypassrohr;
- [0015]** Fig. 2A ein Blockschaltbild eines Entfernungssensors nach dem FMCW-Prinzip;
- [0016]** Fig. 2B den zeitlichen Verlauf der Frequenz eines Sende- und Empfangssignals;
- [0017]** Fig. 3 die Abhängigkeit der Ausbreitungsgeschwindigkeit von der Frequenz für eine bestimmte Mode in einem Rohr;
- [0018]** Fig. 4 ein erstes Verfahren zur iterativen Dispersionskorrektur für eine Füllstandsmessung in einem Rohr;
- [0019]** Fig. 5 einen Vergleich des Frequenzspektrums vor Anwendung der Dispersionskorrektur mit dem Frequenzspektrum nach Anwendung der Dispersionskorrektur;
- [0020]** Fig. 6 ein zweites Verfahren zur iterativen Dispersionskorrektur für eine Füllstandsmessung in einem Rohr; und
- [0021]** Fig. 7 einen Phasenverlauf des bandpassgefilterten Zeitsignals vor und nach Anwendung der Dispersionskorrektur.

Prinzip der Füllstandsmessung in einem Rohr mittels Radar

[0022] In Fig. 1A ist ein Tank **100** gezeigt, der zum Teil mit einem Medium **101** gefüllt ist. In dem Tank **100** ist ein vertikales Schwallrohr **102** angeordnet, das in das Medium **101** hineinragt. Bei dem Medium **101** kann es sich beispielsweise um eine Flüssigkeit handeln, es kann sich aber auch um ein rieselfähiges Schüttgut handeln. Das Schwallrohr **102** ist an seinem unteren Ende offen. Außerdem weist die Wandung des Schwallrohrs **102** eine Anzahl von Durchbrüchen **103** auf, so dass der Füllstand des Mediums **101** im Inneren des Schwallrohrs **102** dem Füllstand des Mediums **101** außerhalb des Schwallrohrs **102** entspricht. Das Schwallrohr **102** ist zum einen dazu vorgesehen, Bewegungen des Mediums **101** im Tank **100** zu beruhigen. Das Schwallrohr **102** dient insoweit als "Wellenbrecher". Darüber hinaus kann das Schwallrohr **102** zur Bestimmung des Füllstands des Mediums **101** eingesetzt werden. Früher waren hierzu mechanische Verfahren eingesetzt worden, während heute innerhalb des Schwallrohrs **102** eine Füllstandsmessung mittels Radar durchgeführt wird. Hierzu ist am oberen Ende des Schwallrohrs **102** ein Radarmessgerät **104** angebracht. Das Radarmessgerät **104** umfasst eine Radarsendeeinheit, die ein Radarsendesignal erzeugt und über den Wellenleiterübergang **105** in das Schwallrohr **102** einkoppelt. Das ausgesandte Radarsignal wird innerhalb des Schwallrohrs **102** an der Oberfläche des Mediums **101** reflektiert und zum Radarmessgerät **104** zurückgesendet. Das Radarmessgerät **104** umfasst eine Radarempfangeinheit, die das zurückreflektierte Radarsignal empfängt und auswertet. Anhand des Radarempfangssignals kann dann der Füllstand des Mediums **101** bestimmt werden.

[0023] Für die Füllstandsmessung im Tank **100** bietet der Einsatz des Schwallrohrs **102** eine Reihe von Vorteilen. So sorgt die Wandung des Schwallrohrs **102** dafür, dass auch bei stark bewegter Oberfläche des Mediums **101** innerhalb des Schwallrohrs **102** die Oberfläche vergleichsweise ruhig bleibt. Auch wenn es innerhalb des Tanks zu Schaumbildung kommt, kann der Schaum die Messung im Schwallrohr **102** kaum beeinflussen. Falls eine Füllstandsmessung innerhalb eines vergleichsweise kleinen Behältnisses durchgeführt werden soll, steht innerhalb des Behältnisses oft nicht genügend Platz für ein Radarmessgerät zur Verfügung. Für ein Schwallrohr mit vergleichsweise geringem Durchmesser ist dagegen ausreichend Platz vorhanden. Das Radarmessgerät kann dann außerhalb des Behältnisses platziert werden. Ein weiterer Vorteil ist, dass die Radarwellen durch das Schwallrohr **102** auf eine vergleichsweise kleine Fläche konzentriert werden. Dadurch erhält man ein stärkeres Reflektionssignal. Dies ist insbesondere dann von Vorteil, wenn es sich bei dem Medium **101** um eine Flüssigkeit mit einer niedrigen Dielektrizitätskonstante handelt, welche vergleichsweise schlechte Reflektionseigenschaften aufweist. Bei Verwendung eines Schwallrohrs erhält man auch für derartige Flüssigkeiten ein reflektiertes Signal von ausreichender Intensität. Die Verwendung eines Schwallrohrs bietet auch dann Vorteile, wenn es sich bei dem Medium um eine giftige oder gefährliche Chemikalie handelt. Das Schwallrohr **102** ermöglicht die Installation eines zusätzlichen Kugelhahns, der den Tank **100** dicht verschließt, wenn man

das Radarmessgerät **104** abnehmen muss. In diesem Fall muss der Tank **100** vor dem Abnehmen des Radarmessgeräts **104** nicht entleert werden.

[0024] Vorzugsweise wird zur Bestimmung des Füllstands eine Radarmessung entsprechend dem FMCW (Frequency Modulated Continuous Wave)-Prinzip durchgeführt.

[0025] Fig. 1B zeigt ein weiteres Ausführungsbeispiel, bei dem der Füllstand in einem Tank **106** mittels eines außerhalb des Tanks **106** angebrachten Bypassrohrs **107** bestimmt wird. Der Tank **106** ist zum Teil mit einem Medium **108** gefüllt, beispielsweise mit einer Flüssigkeit oder mit einem rieselfähigen Schüttgut. Bei dem Bypassrohr **107** handelt es sich um ein außerhalb des Tanks **106** angeordnetes vertikales Rohr, das über ein unteres Verbindungsrohr **109** und über ein oberes Verbindungsrohr **110** mit dem Tank **106** in Verbindung steht. Daher ist das Bypassrohr **107** teilweise mit dem Medium **108** gefüllt, wobei der Füllstand des Mediums **108** innerhalb des Bypassrohrs **107** dem Füllstand des Mediums **108** im Tank **106** entspricht. Innerhalb des Bypassrohrs **107** wird eine Füllstandsmessung mittels Radar durchgeführt. Hierzu ist am oberen Ende des Bypassrohrs **107** ein Radarmessgerät **111** angebracht. Das Radarmessgerät **111** umfasst eine Radarsendeinheit, die ein Radarsendesignal erzeugt und in das Bypassrohr **107** einkoppelt. Das Radarsendesignal gelangt innerhalb des Bypassrohrs **107** zur Oberfläche des Mediums **108** und wird an der Oberfläche des Mediums **108** zum Radarmessgerät **111** zurückreflektiert. Das Radarmessgerät **111** umfasst eine Radarempfangseinheit, die das an der Oberfläche des Mediums **108** reflektierte Radarsignal empfängt und auswertet. Anhand des Radarempfangssignals kann dann der Füllstand des Mediums **108** im Bypassrohr **107** und somit auch der Füllstand des Mediums **108** im Tank **106** bestimmt werden.

[0026] Vorzugsweise wird zur Bestimmung des Füllstands eine Radarmessung entsprechend dem FMCW (Frequency Modulated Continuous Wave)-Prinzip durchgeführt.

Entfernungsmessung mittels Radar nach dem FMCW-Prinzip

[0027] Bei der Entfernungsmessung mittels Radar nach dem FMCW (Frequency-Modulated Continuous Wave)-Prinzip wird ein frequenzmoduliertes Radarsignal im Dauerstrichbetrieb ausgesendet und am jeweiligen Ziel reflektiert. Das reflektierte Signal wird vom Entfernungssensor empfangen und ausgewertet.

[0028] Fig. 2A zeigt ein Blockschaltbild eines Entfernungssensors, der nach dem FMCW-Prinzip arbeitet. Der Sendezweig des Entfernungssensors umfasst einen Signalgenerator **200**, der ein frequenzmoduliertes Signal erzeugt. Das vom Signalgenerator **200** erzeugte Signal gelangt über eine Frequenzvervielfachungsstufe **201**, in der die Frequenz des Signals entsprechend einem vorgegebenen Faktor vervielfacht wird, zu einem Verstärker **202**. Dort wird das Signal verstärkt und anschließend einem Sendetor **203** zugeführt. Über das Sendetor **203** wird das frequenzmodulierte Radar-Sendesignal abgegeben.

[0029] In Fig. 2B ist die Frequenz des erzeugten Sendesignals **213** als Funktion der Zeit dargestellt. Es ist zu erkennen, dass die Frequenz des Sendesignals **213** abwechselnd linear ansteigt und wieder absinkt, so dass sich insgesamt ein dreiecksförmiger Verlauf ergibt. Während einer ersten Modulationsperiodendauer T_0 wird die Frequenz des Sendesignals linear von der Frequenz f_0 auf die Frequenz $f_0 + \Delta f_0$ erhöht, wobei die Größe Δf_0 als Frequenzhub bezeichnet wird. Während einer darauffolgenden zweiten Modulationsperiodendauer T_0 wird die Frequenz ausgehend von $f_0 + \Delta f_0$ wieder linear auf f_0 zurückgeführt. Alternativ zu dem dreiecksförmigen Verlauf könnte die Frequenz des Sendesignals auch einen sägezahnförmigen Frequenzverlauf aufweisen.

[0030] Die Frequenz $f_s(t)$ des Sendesignals **213** steigt als Funktion der Zeit mit der Steigung S an:

$$f_s(t) = f_0 + S \cdot t \quad (1)$$

[0031] Die Steigung S ist durch den Frequenzhub Δf_0 und die Modulationsperiodendauer T_0 festgelegt:

$$S = \frac{\Delta f_0}{T_0} \quad (2)$$

[0032] Die Frequenzen von Radar-Sendesignalen bewegen sich beispielsweise im Bereich von etwa 4 GHz bis 100 GHz. Der Frequenzhub Δf_0 könnte beispielsweise einige GHz betragen. Die Modulationsperiodendauer könnte beispielsweise aus dem Bereich zwischen etwa 0,1 msec und 5 msec gewählt werden. Diese Angaben

dienen lediglich zur Illustration typischer Größenordnungen, es sind allerdings auch Lösungen außerhalb dieser Bereiche möglich.

[0033] Wie in **Fig. 2A** gezeigt ist, wird ein Teil des abgestrahlten Sendesignals durch ein im Abstand R vom Entfernungssensor befindliches Ziel **204** zum Entfernungssensor zurückreflektiert. Für den Weg vom Sendetor **203** zum Ziel **204** und zurück zum Empfangstor **205** benötigt das Radarsignal eine Laufzeit τ .

[0034] Das reflektierte Signal wird vom Empfangstor **205** des Entfernungssensors empfangen und einem Empfangsmischer **206** zugeführt. Im Empfangsmischer **206** wird das Empfangssignal mit dem momentan ausgesendeten Sendesignal gemischt. Das so erzeugte Mischersignal **207** wird durch einen Abtasttieffpass **208** gefiltert, welcher Frequenzkomponenten oberhalb einer Grenzfrequenz unterdrückt. Durch den Abtasttieffpass **208** wird die Bandbreite des Mischersignals **207** vor der Digitalisierung begrenzt. Außerdem wird durch die Grenzfrequenz eine maximale Entfernung R_{\max} festgelegt. Das tieffpassgefilterte Zwischenfrequenzsignal **209** wird durch einen Analog-Digital-Wandler **210** abgetastet und digitalisiert. Das so erhaltene digitalisierte Zwischenfrequenzsignal **211** enthält Zielfrequenzkomponenten zu einem oder mehreren Zielen, aus denen sich jeweils die zugehörigen Zielentfernungen bestimmen lassen. Das digitalisierte Zwischenfrequenzsignal **211** wird der digitalen Signalverarbeitungseinheit **212** zur Auswertung zugeführt, welche die im Zwischenfrequenzsignal enthaltenen Frequenzkomponenten bestimmt.

[0035] Vorzugsweise führt die digitale Signalverarbeitungseinheit **212** eine Fourier-Transformation (Fast Fourier Transform, FFT) der Abtastwerte durch, wobei aus den Peaks des Fourierspektrums dann unmittelbar die Entfernungen bestimmt werden können.

[0036] Entfernungssensoren der in **Fig. 2A** gezeigten Art können beispielsweise als Füllstandsmessgeräte in der Prozessmesstechnik eingesetzt werden, um den Abstand zu einer Oberfläche einer Flüssigkeit oder eines Schüttguts in einem Behälter zu bestimmen.

Signalausbreitung im Freifeldfall

[0037] Wenn das Sendesignal **213** frei abgestrahlt wird (sogenannter „Freifeldfall“), dann breitet sich das Signal mit der Lichtgeschwindigkeit c aus. Ein Teil des abgestrahlten Sendesignals wird durch das Ziel **204** zum Entfernungssensor zurückreflektiert.

[0038] Für diesen Freifeldfall lässt sich die Laufzeit τ , die das Signal für die Strecke von der Sendeeinheit zum Ziel **204** und zurück zur Empfangseinheit benötigt, folgendermaßen ausdrücken:

$$\tau = \frac{2R}{c} \quad (3)$$

[0039] Dabei bezeichnet R den Zielabstand und c die Lichtgeschwindigkeit in Luft. Die Lichtgeschwindigkeit in Luft c hängt mit der Lichtgeschwindigkeit c_0 im Vakuum über die Beziehung

$$c = \frac{c_0}{\sqrt{\epsilon_r}}$$

zusammen, wobei ϵ_r die Dielektrizitätskonstante von Luft bezeichnet.

[0040] Während der vom Radarsignal benötigten Laufzeit τ steigt das vom Signalgenerator erzeugte Sendesignal **213** weiter an, so dass die Frequenz des momentan abgestrahlten Sendesignals höher ist als die Frequenz des Empfangssignals. Das um die Laufzeit τ zeitversetzte Empfangssignal **214** für den Freifeldfall ist in **Fig. 2B** gestrichelt eingezeichnet.

[0041] Infolge der Laufzeit τ des Radarsignals ergibt sich daher ein für die Laufzeit τ charakteristischer Frequenzunterschied zwischen Sende- und Empfangssignal, der als Zielfrequenz f_{Ziel} bezeichnet wird. Für den Freifeldfall lässt sich die Zielfrequenz f_{Ziel} aus der Steigung S des Sendesignals und der Laufzeit τ herleiten. Für den Freifeldfall ergibt sich die Zielfrequenz f_{Ziel} zu

$$f_{\text{Ziel}} = S \cdot \tau = S \cdot \frac{2R}{c} \quad (4)$$

[0042] Da die Größen S und c konstant sind, ergibt sich im Freifeldfall eine direkte Proportionalität zwischen der Zielfrequenz f_{Ziel} und der zugehörigen Zielentfernung R . Aus der Zielfrequenz f_{Ziel} lässt sich daher unmittelbar die Zielentfernung R ableiten.

Signalausbreitung in einem Rohr

[0043] Die Ausbreitung des Radarsignals in einem Rohr unterscheidet sich deutlich von der Ausbreitung des Radarsignals im freien Feld, weil die Wandung des Rohrs die Wellenausbreitung begrenzt und führt. Für das Radarsignal wirkt das Rohr als Rundhohlleiter.

[0044] Unter Beachtung der Bedingungen für Rundhohlleiter lässt sich aus den Maxwell-Gleichungen die Differentialgleichung für die Wellenausbreitung in Rundhohlleitern aufstellen. Die Lösung dieser Differentialgleichung sind die Besselfunktionen, die das Ausbreitungsverhalten des Radarsignals im Rundhohlleiter beschreiben.

[0045] Dabei ergeben sich für die Signalausbreitung im Rundhohlleiter unterschiedliche Moden. Als Moden werden bestimmte elektrische und magnetische Feldkonfigurationen bezeichnet, die sich in dem Hohlleiter ausbreiten können. Grundsätzlich gibt es zwei verschiedene Arten von Moden im Hohlleiter: Die $TE_{m,n}$ -Moden (transversal elektrisch) und die $TM_{m,n}$ -Moden (transversal magnetisch). Bei den $TE_{m,n}$ -Moden ist der elektrische Feldvektor senkrecht zur Ausbreitungsrichtung der Welle orientiert. Bei den $TM_{m,n}$ -Moden ist der magnetische Feldvektor senkrecht zur Ausbreitungsrichtung der Welle orientiert.

[0046] Für die Ausbreitung von elektromagnetischen Wellen in Hohlleitern ist charakteristisch, dass sich die elektromagnetische Welle im Hohlleiter nur dann ausbreiten kann, wenn ihre Frequenz oberhalb einer definierten Cutoff-Frequenz f_c liegt. Für elektromagnetische Wellen mit einer Frequenz unterhalb dieser charakteristischen Cutoff-Frequenz f_c ist keine Wellenausbreitung im Hohlleiter möglich. Die Cutoff-Frequenz f_c ist für jede Mode unterschiedlich und kann für jede Mode individuell berechnet werden.

[0047] Für eine TE-Mode $TE_{m,n}$ ergibt sich die zugehörige Cutoff-Frequenz $f_{c,mn}$ wie folgt:

$$f_{c,mn} = \frac{c \cdot \chi'_{mn}}{\pi \cdot D} \quad (5)$$

[0048] In dieser Gleichung bezeichnet χ'_{mn} die n -te Nullstelle der Ableitung der m -ten Besselfunktion $J_m(x)$, c bezeichnet die Lichtgeschwindigkeit in Luft, und D bezeichnet den Durchmesser des Rundhohlleiters (also des Rohrs).

[0049] Für eine TM-Mode $TM_{m,n}$ ergibt sich die zugehörige Cutoff-Frequenz $f_{c,mn}$ wie folgt:

$$f_{c,mn} = \frac{c \cdot \chi_{mn}}{\pi \cdot D} \quad (6)$$

[0050] In dieser Gleichung bezeichnet χ_{mn} die n -te Nullstelle der m -ten Bessel-Funktion $J_m(x)$, c bezeichnet die Lichtgeschwindigkeit in Luft, und D bezeichnet den Durchmesser des Rundhohlleiters (also des Rohrs).

[0051] Im Freifeldfall breiten sich Radarwellen mit der Lichtgeschwindigkeit c in Luft aus. Im Freifeldfall hängt die Ausbreitungsgeschwindigkeit daher nicht von der Frequenz des Radarsignals ab.

[0052] Im Hohlleiter breiten sich die einzelnen Moden jeweils mit einer Gruppengeschwindigkeit v_g aus, die mit der Lichtgeschwindigkeit c in Luft über den Faktor $\beta_{\text{rel},mn}$ zusammenhängt:

$$v_g = c \cdot \beta_{\text{rel},mn} \quad (7)$$

[0053] Der Faktor $\beta_{\text{rel},mn}$ sieht folgendermaßen aus:

$$\beta_{\text{rel},mn} = \sqrt{1 - \left(\frac{f_{c,mn}}{f} \right)^2} \quad (8)$$

[0054] Dabei bezeichnet $f_{c,mn}$ die Cutoff-Frequenz der jeweiligen Mode und f die Frequenz des Radarsignals. Der Faktor $\beta_{rel,mn}$ liefert Werte im Bereich zwischen 0 und 1.

[0055] Insgesamt lässt sich die Gruppengeschwindigkeit v_g einer Mode im Hohlleiter also wie folgt ausdrücken:

$$v_g = c \cdot \sqrt{1 - \left(\frac{f_{c,mn}}{f}\right)^2} \quad (9)$$

[0056] Die Antennenstruktur zur Einkopplung des Radarsignals in das Rohr ist vorzugsweise so ausgelegt, dass die Energie im Wesentlichen nur zur Anregung einer einzigen Mode eingesetzt wird. Da jede Mode ein unterschiedliches Ausbreitungsverhalten hat, möchte man die Ausbildung von vielen unterschiedlichen Moden bei der Radarmessung in Rohren vermeiden. Falsche oder verschwommene Echos, die aus den unterschiedlichen Laufzeiten der verschiedenen einander überlagerten Moden resultieren, wären sonst die Folge. Besonders vorteilhaft ist die Anregung der Mode TE_{01} , weil sich die Feldkonfiguration dieser Mode für eine Ausbreitung im Rohr besonders gut eignet.

[0057] Im Folgenden soll der Fall diskutiert werden, dass im Wesentlichen nur eine einzige Mode in signifikantem Ausmaß angeregt wird. Später wird dann auch noch der Fall diskutiert, dass die Anregungsenergie sich auf mehrere unterschiedliche Moden aufteilt, von denen sich jede mit einem anderen Ausbreitungsverhalten ausbreitet. Dieser Fall wird später unter dem Stichwort „Multimodendispersion“ genauer diskutiert.

[0058] Zur Veranschaulichung des Ausbreitungsverhaltens von Radarsignalen im Hohlleiter ist in **Fig. 3** die Gruppengeschwindigkeit v_g im Hohlleiter als Funktion der Frequenz aufgetragen. Auf der Rechtsachse von **Fig. 3** ist die Cutoff-Frequenz $f_{c,mn}$ für eine bestimmte Mode eingezeichnet. Für Frequenzen unterhalb dieser Cutoff-Frequenz ist keine Wellenausbreitung im Hohlleiter möglich. Die Wellenausbreitung im Hohlleiter beginnt bei der Cutoff-Frequenz $f_{c,mn}$. Mit steigender Frequenz nimmt die Gruppengeschwindigkeit v_g im Hohlleiter zu und nähert sich zunehmend der Lichtgeschwindigkeit c in Luft an.

[0059] Anhand von **Fig. 3** ist zu erkennen, dass die Gruppengeschwindigkeit v_g im Hohlleiter, also die Ausbreitungsgeschwindigkeit des Radarsignals im Hohlleiter, eine starke Abhängigkeit von der Frequenz des Radarsignals aufweist. Radarsignalkomponenten von unterschiedlicher Frequenz breiten sich im Hohlleiter mit unterschiedlicher Geschwindigkeit aus.

[0060] Bei der Füllstandsmessung in einem Rohr wird ein entsprechend den Prinzipien des FMCW-Radars frequenzmoduliertes Radarsignal in das Rohr eingekoppelt. Da die Frequenz des eingekoppelten FMCW-Radarsignals entsprechend der in **Fig. 2B** gezeigten Rampe variiert, variiert auch die Ausbreitungsgeschwindigkeit des Radarsignals. Durch die unterschiedlichen Ausbreitungsgeschwindigkeiten wird ein Verschmieren und Auseinanderlaufen des reflektierten Radarsignals verursacht, das vom Radarmessgerät ausgewertet werden muss. Diese Frequenzabhängigkeit der Ausbreitungsgeschwindigkeit wird als Dispersion bezeichnet. Die durch diese frequenzabhängige Ausbreitungsgeschwindigkeit verursachten Effekte, insbesondere das Verschmieren und Auseinanderlaufen des reflektierten Signals, werden als dispersive Effekte bezeichnet. Im Folgenden soll eine Korrektur für diese dispersive Effekte hergeleitet werden.

Durch Dispersion hervorgerufene Effekte im Phasenverlauf des Zwischenfrequenzsignals

[0061] Das Sendesignal eines FMCW-Radars in Form einer Frequenzrampe kann entsprechend Gleichung (1) durch dessen Momentanfrequenz $f_s(t)$ beschrieben werden:

$$f_s(t) = f_0 + S \cdot t \quad (1)$$

[0062] Dabei bezeichnet f_0 die Startfrequenz und S die Steigung der Frequenzrampe. Die Frequenz steigt beginnend bei der Startfrequenz f_0 mit der Steigung S linear an. Die Steigung S ist entsprechend Gleichung (2) durch den Frequenzhub Δf_0 und die Modulationsperiodendauer T_0 festgelegt:

$$S = \frac{\Delta f_0}{T_0} \quad (2)$$

[0063] Allgemein lässt sich das Sendesignal durch seine Momentanphase $\varphi_s(t)$ angeben:

$$s(t) = \cos(\varphi_s(t)) \quad (10)$$

[0064] Die Momentanphase $\varphi_s(t)$ kann durch Integration aus der Momentanfrequenz $f_s(t)$ berechnet werden:

$$\varphi_s(t) = 2\pi \int_0^t f_s(\bar{t}) d\bar{t} = 2\pi f_0 t + \pi S t^2 + \varphi_{s,0} \quad (11)$$

[0065] Das Sendesignal läuft innerhalb des Rohrs bis zu einem Radarziel. Bei dem Radarziel kann es sich z. B. um die Oberfläche der Flüssigkeit oder des Schüttguts handeln. Das Sendesignal wird an diesem Radarziel in der Entfernung R reflektiert und läuft zum Radarmessgerät zurück. Hierdurch kommt es zu einer frequenzabhängigen Verzögerungszeit $\tau(f)$, die sich aufgrund des linear ansteigenden Rampenverlaufs auch in einfacher Weise in Abhängigkeit von der Zeit t schreiben lässt:

$$\tau(t) = \frac{2 \cdot R}{c \cdot \beta_{\text{rel}}(f)} \quad (12)$$

$$\begin{aligned} &= \frac{2 \cdot R}{c \cdot \sqrt{1 - \left(\frac{f_{c,mn}}{f_s(t)}\right)^2}} \\ &= \frac{2 \cdot R}{c \cdot \sqrt{1 - \left(\frac{f_{c,mn}}{f_0 + S \cdot t}\right)^2}} \end{aligned}$$

[0066] Für das Empfangssignal gilt damit:

$$e(t) = \cos(\varphi_e(t)) \quad (13)$$

$$\varphi_e(t) = 2\pi \int_0^t f_s(\bar{t} - \tau(\bar{t})) d\bar{t} \quad (14)$$

$$= 2\pi \int_0^t f_0 + S \cdot (\bar{t} - \tau(\bar{t})) d\bar{t}$$

$$= 2\pi \int_0^t f_0 + S \cdot \bar{t} - S\tau(\bar{t}) d\bar{t}$$

$$= 2\pi f_0 t + \pi S t^2 - 2\pi S \cdot \int_0^t \tau(\bar{t}) d\bar{t} + \varphi_{e,0}$$

[0067] Zur Erzeugung des Zwischenfrequenzsignals wird in dem in **Fig. 2A** gezeigten Empfangsmischer **206** das Sendesignal mit dem Empfangssignal gemischt, um auf diese Weise das Zwischenfrequenzsignal zu erzeugen. Das gefilterte Zwischenfrequenzsignal spiegelt (bei Annahme eines idealen Mischers) die Phasendifferenz zwischen der Phase $\varphi_s(t)$ des Sendesignals und der Phase $\varphi_e(t)$ des Empfangssignals wider. Die Mischung von Sendesignal und Empfangssignal führt also zu einem folgendermaßen darstellbaren Zwischenfrequenzsignal:

$$z(t) = \cos(\varphi_z(t)) \quad (15)$$

$$\varphi_z(t) = \varphi_s(t) - \varphi_e(t) \quad (16)$$

$$\begin{aligned} &= 2\pi S \cdot \int_0^t \tau(\bar{t}) d\bar{t} + \Delta\varphi \\ &= 2\pi \frac{2SR}{c} \cdot \int_0^t \frac{1}{\beta_{\text{rel}}(f_0 + S \cdot \bar{t})} d\bar{t} + \Delta\varphi \\ &= 2\pi \frac{2R}{c} \frac{(f_0 + f_c + St)(f_0 - f_c + St)}{(f_0 + St) \sqrt{\frac{f_0^2 + 2f_0St + S^2t^2 - f_c^2}{(f_0 + St)^2}}} \Bigg|_{t=0}^t + \Delta\varphi \\ &= 2\pi \frac{2R}{c} \cdot \sqrt{(f_0 + St)^2 - f_c^2} \Bigg|_{t=0}^t + \Delta\varphi \\ &= 2\pi \frac{2R}{c} \cdot \left(\sqrt{(f_0 + St)^2 - f_c^2} - \sqrt{f_0^2 - f_c^2} \right) + \Delta\varphi \end{aligned}$$

[0068] Diese Gleichung fasst die dispersiven Effekte im Phasenverlauf des Zwischenfrequenzsignals zusammen, die durch die Frequenzabhängigkeit der Gruppengeschwindigkeit verursacht werden. Dabei wurden sämtliche zeitunabhängigen Phasenbeiträge in der Startphase $\Delta\varphi$ zusammengefasst.

Bestimmung der Startphase $\Delta\varphi$

[0069] Sämtliche zeitunabhängigen Phasenbeiträge der Phase $\varphi_z(t)$ des Zwischenfrequenzsignals wurden in der Startphase $\Delta\varphi$ zusammengefasst. Diese Startphase $\Delta\varphi$ soll im Folgenden bestimmt werden. Die Startphase $\Delta\varphi$ lässt sich aus der Differenz der Phase $\varphi_s(t)$ des Sendesignals und der Phase $\varphi_e(t)$ des Empfangssignals zum Zeitpunkt $t = 0$ abschätzen.

[0070] Die Phase $\varphi_s(t)$ des Sendesignals kann entsprechend Gleichung (11) geschrieben werden als:

$$\varphi_s(t) = 2\pi \int_0^t f_s(\bar{t}) d\bar{t} = 2\pi f_0 t + \pi S t^2 + \varphi_{s,0} \quad (11)$$

[0071] Hinsichtlich der Phase $\varphi_e(t)$ des Empfangssignals wird zur Bestimmung der Startphase $\Delta\varphi$ eine Abschätzung vorgenommen. Für die Bestimmung der Startphase $\Delta\varphi$ wird angenommen, dass die Laufzeit τ konstant ist und nicht von der Frequenz abhängt. Für die Bestimmung der Startphase $\Delta\varphi$ wird also wie im Freifeldfall die Dispersion vernachlässigt. Dieser Ansatz ist für ein Rohr streng genommen falsch, denn in einem Rohr hängen die Ausbreitungsgeschwindigkeit und damit auch die Laufzeit τ von der Frequenz des Radarsignals ab. Dennoch kann der folgende Ausdruck, bei dem eine konstante frequenzunabhängige Laufzeit τ angesetzt wird, zur Abschätzung der Startphase $\Delta\varphi$ der Zwischenfrequenz herangezogen werden:

$$\begin{aligned} \varphi_e(t) &= \varphi_s(t - \tau) \\ &= 2\pi f_0(t - \tau) + \pi S(t - \tau)^2 + \varphi_{s,0} \\ &= 2\pi f_0 t - 2\pi f_0 \tau + \pi S t^2 + \pi S \tau^2 - 2\pi S t \tau + \varphi_{s,0} \end{aligned} \quad (17)$$

[0072] Für die Startphase $\Delta\varphi$ ergibt sich dann:

$$\begin{aligned} \Delta\varphi &= \varphi_s(0) - \varphi_e(0) = \\ &= 2\pi f_0 \tau(0) + \tau S \tau^2(0) \end{aligned} \quad (18)$$

[0073] Entsprechend Gleichung (12) ergibt sich $\tau(0)$ zu:

$$\tau(0) = \frac{2 \cdot R}{c \cdot \beta_{\text{rel}}(f_0)} \quad (19)$$

[0074] Damit ergibt sich die Startphase $\varphi_z(0)$ zu:

$$\varphi_z(0) = \Delta\varphi = 2\pi f_0 \frac{2R}{c \cdot \beta_{\text{rel}}(f_0)} + \pi S \left(\frac{2R}{c \cdot \beta_{\text{rel}}(f_0)} \right)^2 \bmod 2\pi \quad (20)$$

Herleitung einer Dispersionskorrektur

[0075] Das Zwischenfrequenzsignal $z(t)$ ist nach einer Fourier-Transformation als Entfernungswort des Radarsystems interpretierbar. Durch den nicht-linearen Phasenverlauf kommt es bei der Fourier-Transformation zu einer Verschmierung der Zielantwort im Spektralbereich.

[0076] Im Folgenden sollen die Möglichkeiten zur Auswertung des Zwischenfrequenzsignals unter Dispersionseinfluss sowie unter Beachtung weiterer Fehlerquellen diskutiert werden.

[0077] Entsprechend den Ausführungsformen der Erfindung wird vorgeschlagen, bereits vor der weiteren Auswertung eine Korrektur des Dispersionseinflusses auf die Phase vorzunehmen. Dann kann beispielsweise eine diskrete Fourier-Transformation bzw. eine FFT zur Auswertung herangezogen werden, ohne dass eine erhebliche Verbreiterung und Verschmierung der Peaks im Spektralbereich hingenommen werden muss.

[0078] Im Folgenden wird eine additive Phasenkorrektur hergeleitet, die auf die Phase des Zwischenfrequenzsignals vor Durchführung der diskreten Fourier-Transformation bzw. FFT angewendet wird. Diese Phasenkorrektur hat zum einen die Aufgabe, den durch die Dispersion verursachten Phasenverlauf entsprechend Gleichung (16) zu verringern bzw. zu eliminieren. Darüber hinaus wird eine linear mit der Zeit ansteigende Phase hinzugefügt, wie sie bei einem System mit konstanter, frequenzunabhängiger Gruppengeschwindigkeit v_{const} auftreten würde. Dabei fließt der Durchmesser D des Hohlleiters bzw. die daraus resultierende Cutoff-Frequenz f_c in die Rechnung ein. Die aus dem gemessenen Durchmesser D hergeleitete und mit Messunsicherheit behaftete Cutoff-Frequenz wird im Folgenden als \hat{f}_c bezeichnet. Insofern ergibt sich folgende Phasenkorrektur:

$$\varphi_{z,\text{corr}}(t) = 2\pi \frac{2R}{c} \cdot \left(\sqrt{(f_0 + St)^2 - \hat{f}_c^2} - \sqrt{f_0^2 - \hat{f}_c^2} \right) - 2\pi \frac{2RS}{v_{\text{const}}} \cdot t \quad (21)$$

[0079] Der erste Term

$$2\pi \frac{2R}{c} \cdot \left(\sqrt{(f_0 + St)^2 - \hat{f}_c^2} - \sqrt{f_0^2 - \hat{f}_c^2} \right) \quad (22)$$

dient zur Verringerung bzw. Eliminierung des durch Dispersion verursachten Phasenverlaufs.

[0080] Der zweite Term

$$- 2\pi \frac{2RS}{v_{\text{const}}} \cdot t \quad (23)$$

dient zur Hinzufügung einer linear mit der Zeit ansteigenden Phase, die sich bei konstanter, frequenzunabhängiger Gruppengeschwindigkeit v_{const} ergeben würde. Die konstante frequenzunabhängige Ausbreitungsgeschwindigkeit v_{const} kann in gewissen Grenzen frei festgelegt werden. Beispielsweise kann v_{const} festgelegt werden als Gruppengeschwindigkeit bei der Frequenz f_0 : $v_{\text{const}} = c \cdot \beta_{\text{rel}}(f_0)$, oder aber v_{const} kann festgelegt werden als Lichtgeschwindigkeit c in Luft: $v_{\text{const}} = c$

Abhängigkeit der Dispersionskorrektur von der Zielentfernung R

[0081] Allerdings ist anhand von Gleichung (21) zu erkennen, dass sowohl der erste Term als auch der zweite Term der Phasenkorrektur $\varphi_{z,corr}(t)$ von der Zielentfernung R abhängen, die zum Zeitpunkt der Bestimmung der Phasenkorrektur ja noch nicht bekannt ist. Die Zielentfernung R soll ja erst bestimmt werden.

[0082] Um die durch Gleichung (21) beschriebene Phasenkorrektur $\varphi_{z,corr}(t)$ trotzdem durchführen zu können, gibt es verschiedene Möglichkeiten:

Eine erste Möglichkeit ist, die Zielentfernung R durch eine Auswertung des nicht dispersionskorrigierten Zwischenfrequenzsignals abzuschätzen, das vom Empfangsmischer **206** geliefert wird. Die so erhaltene Zielentfernung $R_{schätz}$ ist zwar nicht genau, sie kann aber für eine erste Bestimmung der Phasenkorrektur $\varphi_{z,corr}(t)$ herangezogen werden.

[0083] Eine zweite Möglichkeit zur Abschätzung der Zielentfernung ist dann möglich, wenn der Füllstand eines Behältnisses zyklisch in regelmäßigem zeitlichem Abstand bestimmt wird. In diesem Fall kann man von der Annahme ausgehen, dass der Füllstand sich langsam und kontinuierlich ändert. Daher liegen zwei nacheinander ermittelte Füllstandsmesswerte relativ nah beieinander. Insofern kann ein vorhergehender Füllstandsmesswert als Abschätzung für den aktuellen Füllstandsmesswert dienen. Basierend auf dieser Annahme kann ein vorhergehender Füllstandsmesswert als Schätzwert $R_{schätz}$ für die Zielentfernung verwendet werden.

Iterative Bestimmung der Zielentfernung R und der Phasenkorrektur $\varphi_{z,corr}(t)$ in wechselseitiger Abhängigkeit

[0084] Eine noch höhere Genauigkeit kann durch den Einsatz eines iterativen Verfahrens erreicht werden. Dabei dient wiederum ein Schätzwert der Zielentfernung als Ausgangspunkt für eine Bestimmung der Phasenkorrektur $\varphi_{z,corr}(t)$. Die Phasenkorrektur wird zur Korrektur des Zwischenfrequenzsignals herangezogen, und ausgehend vom phasenkorrigierten Zwischenfrequenzsignal kann beispielsweise mittels FFT ein verbesserter genauerer Wert der Zielentfernung R ermittelt werden. Mit Hilfe dieses genaueren Werts von R wird die Phasenkorrektur erneut bestimmt und zur Korrektur des Zwischenfrequenzsignals herangezogen. Das so erhaltene phasenkorrigierte Zwischenfrequenzsignal kann dann wiederum zur Bestimmung des Zielabstands R mit noch besserer Genauigkeit dienen, etc. Insofern können die Zielentfernung R und die Phasenkorrektur $\varphi_{z,corr}(t)$ in wechselseitiger Abhängigkeit iterativ bestimmt werden. Im Verlauf von mehreren Iterationen konvergiert die Zielentfernung R gegen ihren tatsächlichen Wert und auch die Phasenkorrektur $\varphi_{z,corr}(t)$ wird immer genauer, so dass dispersive Effekte immer besser eliminiert werden. Durch diese iterative Vorgehensweise erhält man bereits nach einigen wenigen Iterationen sehr genaue Werte für die Zielentfernung R und die Phasenkorrektur $\varphi_{z,corr}(t)$.

Auswertung des phasenkorrigierten Zwischenfrequenzsignals

[0085] Subtrahiert man den Phasenkorrekturterm $\varphi_{z,corr}(t)$ von der gemessenen Phase, so verbleibt idealerweise (bei fehlerfrei bekanntem Rohrdurchmesser) ein linear mit der Zeit ansteigender Phasenverlauf, der durch den zweiten Term von Gleichung (21) hervorgerufen wird. Dieser lineare Phasenverlauf kann mit der Fourier-Transformation auf einfache Weise ausgewertet werden:

$$\begin{aligned}\varphi_c(t) &= \varphi_z(t) - \varphi_{z,corr}(t) \\ &= 2\pi \frac{2RS}{v_{const}} \cdot t\end{aligned}\quad (24)$$

[0086] Auf diese Weise erhält man die Zielfrequenzkomponente f_{Ziel} :

$$f_{Ziel} = \frac{\omega}{2\pi} = \frac{1}{2\pi} \frac{d}{dt} \varphi_c(t) = \frac{2RS}{v_{const}}\quad (25)$$

[0087] Aus der so ermittelten Zielfrequenzkomponente kann dann die Zielentfernung R abgeleitet werden:

$$R = \frac{f_{Ziel} \cdot v_{const}}{2S}\quad (26)$$

[0088] Zur Auswertung wird wieder genau diejenige Ausbreitungsgeschwindigkeit v_{const} verwendet, das bereits in Gleichung (21) zur Erzeugung des linear ansteigenden zweiten Phasenterms verwendet worden war. Wenn also dort $v_{\text{const}} = c \cdot \beta_{\text{rel}}(f_0)$ gesetzt worden war, dann wird auch zur Auswertung wieder $v_{\text{const}} = c \cdot \beta_{\text{rel}}(f_0)$ verwendet. Wenn als v_{const} die Lichtgeschwindigkeit c verwendet worden war, $v_{\text{const}} = c$, dann wird auch zur Auswertung wieder $v_{\text{const}} = c$ verwendet.

Keine Änderung der Startphase $\varphi_z(0)$ durch die Phasenkorrektur

[0089] Anhand von Gleichung (21) ist erkennbar, dass für $t = 0$ die Startphase $\varphi_z(0)$ durch die Phasenkorrektur nicht geändert wird. Diese Startphase kann also ebenfalls aus dem Ergebnis der komplexen Fourier-Transformation an der Position des Betragsmaximums im Spektralbereich (modulo 2π) abgelesen werden. Für die Phase $\varphi_z(0)$ gilt daher weiterhin entsprechend Gleichung (20):

$$\varphi_z(0) = 2\pi f_0 \frac{2R}{c \cdot \beta_{\text{rel}}(f_0)} + \pi S \left(\frac{2R}{c \cdot \beta_{\text{rel}}(f_0)} \right)^2 \text{ mod } 2\pi \quad (20)$$

[0090] Durch die Anwendung der Dispersionskorrektur wird die Phaseninformation des Zwischenfrequenzsignals nicht beeinträchtigt. Auch nach der Anwendung der Dispersionskorrektur auf die Phase kann die Phaseninformation im Rahmen der weiteren Signalauswertung noch genutzt werden. Insofern können nach der Durchführung der Phasenkorrektur sowohl der Betrag als auch die Phase des Zwischenfrequenzsignals für die weitere Auswertung verwendet werden. Dabei ist anzumerken, dass die Phase deutlich weniger empfindlich auf kleine Störungen reagiert, während eine reine Auswertung des Betragsspektrums bereits nennenswerte Abweichungen in der exakten Positionsbestimmung des Maximums zeigt.

Detaillierter Ablauf des Verfahrens zur Ermittlung von Zielentfernung und Dispersionskorrektur

[0091] In dem in **Fig. 4** gezeigten Flussdiagramm ist detailliert dargestellt, wie die Dispersionskorrektur sowie die Zielentfernung mittels eines iterativen Verfahrens bestimmt werden können. Als Ausgangspunkt dient das in **Fig. 2A** gezeigte digitalisierte Zwischenfrequenzsignal **211**. Bei dem digitalisierten Zwischenfrequenzsignal **211** handelt es sich um ein reellwertiges Zeitsignal.

[0092] Zunächst wird im Schritt **400**, der auch als „DC Remove“ bezeichnet wird, der Gleichanteil des Zwischenfrequenzsignals entfernt. Als Ergebnis erhält man ein reellwertiges Zeitsignal, das unterschiedliche Frequenzkomponenten, aber keinen Gleichanteil mehr aufweist. Für dieses Signal wird im nächsten Schritt **401** eine Hilbert-Transformation durchgeführt. Mit Hilfe der Hilbert-Transformation können Real- und Imaginärteil eines komplexwertigen Signals aufeinander abgebildet werden. Im folgenden Fall wird die Hilbert-Transformation im Schritt **401** dazu verwendet, zu dem reellwertigen Zwischenfrequenzsignal einen zugehörigen Imaginärteil zu erzeugen, um auf diese Weise ein vollständiges komplexwertiges Zeitsignal bereitstellen zu können. Die folgenden Operationen werden dann für dieses komplexwertige Zeitsignal durchgeführt.

[0093] In einem darauffolgenden optionalen Schritt wird in der Mischstufe **402** eine gerätespezifische Korrekturkurve auf das Signal angewendet. Durch die Anwendung der gerätespezifischen Korrekturkurve auf das Signal können die spezifischen Übertragungseigenschaften des jeweiligen Radarmessgeräts berücksichtigt werden. Die gerätespezifische Korrekturkurve wird im Schritt **403** erzeugt und erfasst das Übertragungsverhalten des Radarmessgeräts, welches das HF-Modul, den Modenwandler mit HF-Antenne sowie verschiedene Anschlusskabel, Leitungstücke und Steckverbinder umfasst.

[0094] Im Folgenden werden zwei verschiedene Möglichkeiten vorgestellt, wie diese gerätespezifischen Eigenschaften des Radarmessgeräts erfasst und berücksichtigt werden können.

Erste Möglichkeit der Gerätekorrektur: Durchführung einer Referenzmessung

[0095] Zur Erfassung der Übertragungseigenschaften des Radarmessgeräts wird eine Referenzmessung $z_{\text{ref}}(t)$ eines bekannten Ziels durchgeführt. Nach Herausfiltern aller unerwünschten Ziele wird die Referenzmessung $z_{\text{ref}}(t)$ mit Hilfe der Hilbert-Transformation zu einem komplexwertigen analytischen Signal ergänzt. Daraus kann dann sowohl der Phasenverlauf $\angle H\{z_{\text{ref}}(t)\}$ der Referenzzielantwort sowie der Amplitudenverlauf $|H\{z_{\text{ref}}(t)\}|$ der Referenzzielantwort abgeleitet werden. Insbesondere der Phasenverlauf $\angle H\{z_{\text{ref}}(t)\}$ kann zur gerätespezifischen Korrektur des komplexwertigen Zwischenfrequenzsignals herangezogen werden:

$$z_{\text{korrigiert}}(t) = \frac{H\{z_{\text{gemessen}}(t)\}}{e^{-j\angle H\{z_{\text{ref}}(t)\}}} \quad (27)$$

[0096] Auf diese Weise können die spezifischen Besonderheiten des jeweiligen Messsystems mit Hilfe der Referenzmessung $z_{\text{ref}}(t)$ berücksichtigt werden. Dabei erweist es sich als vorteilhaft, ausschließlich eine Korrektur der Phase vorzunehmen, nicht jedoch der Amplitude. Würde man eine Korrektur der Amplitude vornehmen wollen, so könnte es aufgrund von Nullstellen in der Übertragungsfunktion zu Schwierigkeiten kommen, außerdem würde das Rauschen in Bereichen geringer Transmission angehoben. Allerdings kann der durch die Referenzmessung ermittelte Amplitudenverlauf $|H\{z_{\text{ref}}(t)\}|$ als Gewichtungsfaktor in der Auswertung dienen. Dabei würde ein geringerer Transmissionsfaktorbetrag, welcher einem geringeren Signal-Rausch-Verhältnis (Signal-to-Noise Ratio, SNR) entspricht, eine geringere Gewichtung des Messwerts zur Folge haben.

[0097] Alternativ zur Durchführung einer Referenzmessung soll im Folgenden eine zweite, etwas einfachere Möglichkeit zur Durchführung einer gerätespezifischen Korrektur diskutiert werden.

Zweite Möglichkeit der Gerätekorrektur: Aufteilen der Messstrecke in einen nicht-dispersiven Streckenanteil und einen dispersiven Streckenanteil

[0098] Bei einem realen Radarmesssystem legen die Radarwellen einen Teil der Gesamtentfernung R noch innerhalb des Sensors selbst zurück, welcher ein HF-Modul, einen Modenwandler, eine Antenne sowie diverse Anschlusskabel, Leitungstücke und Steckverbinder umfasst. In diesem Teilabschnitt können die Wellenleiterdispersionseffekte vernachlässigt werden, da sie viel schwächer als im Rohr ausgeprägt sind. Dieser durch ein nicht-dispersives Ausbreitungsverhalten gekennzeichnete Teilabschnitt wird mit R_{non} bezeichnet. Der verbleibende restliche Teil der Gesamtentfernung R wird in dem Rohr zurückgelegt, so dass die Ausbreitung hier mit Dispersion behaftet ist. Dieser Teilabschnitt der Übertragungsstrecke wird als R_{disp} bezeichnet. Somit gilt:

$$R = R_{\text{non}} + R_{\text{disp}} \quad (28)$$

[0099] Die Verzögerungszeit $\tau(t)$ beim Durchlaufen der kompletten Übertragungsstrecke ergibt sich zu

$$\tau(t) = \frac{2R_{\text{non}}}{c} + \frac{2R_{\text{disp}}}{c \cdot \beta_{\text{rel}}(f)} \quad (29)$$

[0100] Damit ergibt sich für die Dispersionskorrektur:

$$\varphi_{z,\text{corr}}(t) = 2\pi \frac{2R_{\text{disp}}}{c} \cdot \left(\sqrt{(f_0 + St)^2 - \hat{f}_c^2} - \sqrt{f_0^2 - \hat{f}_c^2} \right) - 2\pi \frac{2R_{\text{disp}} \cdot S}{V_{\text{const}}} \cdot t \quad (30)$$

[0101] Diese Gleichung entspricht genau der Gleichung (21), wobei anstelle von R der dispersionsbehaftete Streckenanteil $R_{\text{disp}} = R - R_{\text{non}}$ eingesetzt wurde.

[0102] Durch diese Aufteilung der gesamten Messstrecke in einen nicht-dispersiven Streckenanteil und einen durch Dispersion gekennzeichneten Streckenanteil können die gerätespezifischen Besonderheiten auf einfache Weise berücksichtigt werden.

[0103] Nach der Durchführung der gerätespezifischen Korrektur in der Mischstufe **402** wird in der darauffolgenden Mischstufe **404** eine Dispersionskorrektur auf das Zwischenfrequenzsignal angewandt. Anschließend wird in den folgenden drei Schritten **405**, **406**, **407** die Zielentfernung R ermittelt. Im Schritt **405** wird eine „Fensterung“ des aufbereiteten zeitdiskreten Zwischenfrequenzsignals durchgeführt. Dies bedeutet, dass die Werte des komplexwertigen Signals mit einer Fensterfunktion gewichtet werden, um unerwünschte Effekte, die durch die Beschränkung des Beobachtungsfensters hervorgerufen werden, zu vermeiden. Im Schritt **406** wird eine schnelle Fourier-Transformation (Fast Fourier Transform, FFT) durchgeführt. Als Ergebnis der Fourier-Transformation erhält man ein komplexwertiges Frequenzspektrum, das für jede im Zwischenfrequenzsignal enthaltene Zielfrequenzkomponente einen entsprechenden Frequenzpeak umfasst. Im darauffolgenden Schritt **407** werden die Peaks im Frequenzspektrum detektiert. Aus den so erhaltenen Zielfrequenzkomponenten wird dann die Zielentfernung R abgeleitet. Im Schritt **408** wird ermittelt, ob zur genauen Bestimmung der

Zielentfernung noch weitere Iterationen durchgeführt werden müssen oder nicht. Sobald sich die ermittelte Zielentfernung nicht mehr signifikant ändert, können die Iterationen abgebrochen werden.

[0104] Falls eine weitere Iteration durchgeführt wird, dient die in der n-ten Iteration ermittelte Zielentfernung R_n als Ausgangspunkt für die Neuberechnung der Dispersionskorrektur in Schritt **409**. Man erhält entsprechend Gleichung (21) für die n-te Iteration die Phasenkorrektur $\varphi_{z,corr,n}(t)$, die in der Mischerstufe **404** zur Phasenkorrektur des Zwischenfrequenzsignals verwendet wird. Diese Phasenkorrektur kann geschrieben werden als:

$$\varphi_c(t) = \varphi_z(t) - \varphi_{z,corr,n}(t) \quad (31)$$

[0105] Dabei bezeichnet $\varphi_z(t)$ die Phase des Zwischenfrequenzsignals vor der Korrektur, $\varphi_{z,corr,n}(t)$ bezeichnet die in Schritt **409** bestimmte Phasenkorrektur, und $\varphi_c(t)$ bezeichnet die korrigierte Phase des Zwischenfrequenzsignals.

[0106] Alternativ zu der bisher beschriebenen Darstellung, bei der zur Phase des Zwischenfrequenzsignals ein Phasenkorrekturterm addiert (bzw. subtrahiert) wird, kann die Phasenkorrektur auch durch eine Quotientenbildung ausgedrückt werden. Dabei wird das komplexwertige gemessene Zwischenfrequenzsignal durch ein komplexwertiges Korrektursignal geteilt, um auf diese Weise ein phasenkorrigiertes Zwischenfrequenzsignal zu erhalten:

$$\hat{z}_{\text{phasenkorrigiert},n}(t) = \text{Re} \left\{ \frac{H\{z_{\text{gemessen}}(t)\}}{H\{z_{\text{corr},R_n}(t)\}} \right\} \quad (32)$$

[0107] In dieser Gleichung bezeichnet $H\{z_{\text{gemessen}}(t)\}$ die Hilberttransformierte des gemessenen reellwertigen Zwischenfrequenzsignals $z_{\text{gemessen}}(t)$.

$$z_{\text{corr},R_n}(t),$$

bezeichnet die Hilberttransformierte des Korrektursignals

$$H\{z_{\text{corr},R_n}(t)\}$$

das in Schritt **409** basierend auf der Zielentfernung R_n bestimmt wurde. Das Korrektursignal

$$z_{\text{corr},R_n}(t)$$

ist dazu ausgelegt, die dispersiven Effekte im Zwischenfrequenzsignal zu eliminieren und durch einen linearen Phasenverlauf zu ersetzen.

[0108] Das phasenkorrigierte Zwischenfrequenzsignal $\hat{z}_{\text{phasenkorrigiert},n}(t)$ erhält man als Realteil des Quotienten aus

$$H\{z_{\text{gemessen}}(t)\} \text{ und } H\{z_{\text{corr},R_n}(t)\}.$$

Die in **Fig. 4** gezeigte Mischerstufe **404** ist dazu ausgebildet, diese komplexwertige Quotientenbildung durchzuführen und so das phasenkorrigierte Signal $\hat{z}_{\text{phasenkorrigiert},n}(t)$ zu erzeugen.

[0109] Die in **Fig. 4** gezeigte Iteration wird so oft durchgeführt, bis sowohl die Zielentfernung R als auch die Phasenkorrektur $\varphi_{z,corr}(t)$ hinreichend genau bestimmt sind. So wird in einer ersten Iteration ($n = 1$) eine erste Zielentfernung R_1 erhalten, die dann in Schritt **409** zur Bestimmung einer ersten Phasenkorrektur herangezogen wird. Durch Anwenden dieser Phasenkorrektur $\varphi_{z,corr}(t)$ auf das Zwischenfrequenzsignal wird ein phasenkorrigiertes Zwischenfrequenzsignal erzeugt, dessen Auswertung die etwas genauere Zielentfernung R_2 liefert. Basierend auf R_2 wird im Schritt **409** die noch genauere Phasenkorrektur $\varphi_{z,corr,2}(t)$ bestimmt und auf das Zwischenfrequenzsignal angewandt. Anhand des so phasenkorrigierten Zwischenfrequenzsignals kann

ein dritter, noch genauerer Zielentfernungswert R_3 bestimmt werden, der dann wiederum zur Bestimmung einer Phasenkorrektur $\varphi_{z,corr,3}(t)$ eingesetzt wird, und so weiter.

[0110] Diese Iterationen werden so lange fortgesetzt, bis im Schritt **408** festgestellt wird, dass sich die ermittelte Zielentfernung nicht mehr signifikant ändert. In diesem Fall sind sowohl die Zielentfernung als auch die Phasenkorrektur zu ihren endgültigen Werten hin konvergiert. Diese Bedingung für die Beendigung der Iterationen ist im folgenden Pseudocode etwas genauer dargestellt:

R := Startwert

DO

s := SimuliereDispersion(R);

c := real (hilbert(messung) / hilbert(s));

Rn := findePositionDesEntfernungsmaximums(c);

delta = abs(R-Rn);

R := Rn;

WHILE delta > epsilon

[0111] So lange die Differenz zwischen der aktuell ermittelten Zielentfernung und der eine Iteration zuvor ermittelten Zielentfernung größer ist als ein vorgegebenes Epsilon, wird die Iteration fortgesetzt. Sobald das vorgegebene Epsilon unterschritten wird, wird die Iteration abgebrochen. Als Ergebnis erhält man in Schritt **410** die Zielentfernung sowie die Dispersionskorrektur mit der gewünschten Genauigkeit.

[0112] In Fig. 5 ist das Frequenzspektrum des Zwischenfrequenzsignals vor und nach der Durchführung der iterativen Phasenkorrektur gezeigt. Vor der Durchführung der Phasenkorrektur ist der zur Zielentfernung R gehörige Frequenzpeak **500** infolge von dispersiven Effekten stark verbreitert und verwaschen. Nach der Durchführung der Phasenkorrektur erhält man den deutlich schmaleren Frequenzpeak **501**. Es ist erkennbar, dass mit Hilfe der iterativen Phasenkorrektur die Dispersionseffekte weitestgehend beseitigt werden können. Ausgehend von dem scharf definierten Frequenzpeak **501** kann die Zielentfernung R mit hoher Genauigkeit ermittelt werden. Der Vergleich zwischen dem verbreiterten Peak **500** vor der Durchführung der Dispersionskorrektur und dem scharf konturierten Peak **501** nach Durchführung der Dispersionskorrektur zeigt, dass die Genauigkeit der Füllstandsmessung in einem Rohr durch Anwenden der iterativen Phasenkorrektur deutlich verbessert werden kann.

Alternative Vorgehensweise: Iterative Bestimmung von Dispersionskorrektur
und Zielentfernung mittels des Phasensteigungsverfahrens

[0113] In Fig. 6 ist ein alternatives Verfahren zur iterativen Bestimmung von Zielentfernung und Phasenkorrektur gezeigt. Als Ausgangspunkt dient wiederum das in Fig. 2A gezeigte digitalisierte Zwischenfrequenzsignal **211**. Bei dem digitalisierten Zwischenfrequenzsignal **211** handelt es sich um ein reellwertiges Signal im Zeitbereich. Im Schritt **600**, der auch als "DC-Remove" bezeichnet wird, wird zunächst der Gleichanteil des digitalisierten Zwischenfrequenzsignals **211** beseitigt. Die verschiedenen im Zwischenfrequenzsignal enthaltenen Frequenzkomponenten bleiben dabei erhalten. Anschließend wird im Schritt **601** eine Hilbert-Transformation durchgeführt, bei der zu dem reellwertigen Zwischenfrequenzsignal der zugehörige Imaginärteil berechnet wird. Als Ergebnis der Hilbert-Transformation erhält man ein vollständiges komplexwertiges Zwischenfrequenzsignal im Zeitbereich. Dieses komplexwertige Signal dient dann als Grundlage für die weiteren in Fig. 6 gezeigten Operationen.

[0114] In einem darauffolgenden optionalen Schritt wird in der Mischerstufe **602** eine gerätespezifische Korrekturkurve auf das Signal angewendet. Mit Hilfe dieser gerätespezifischen Korrekturkurve können die speziellen Besonderheiten der Radarmessgeräts berücksichtigt werden, die u. a. durch das HF-Modul, den Modenwandler, die Antenne sowie durch HF-Kabel, Verbindungsstücke und Steckverbinder verursacht werden. Zur Erzeugung dieser gerätespezifischen Korrekturkurve in Schritt **603** gibt es unterschiedliche Möglichkeiten, die bereits im Zusammenhang mit Fig. 4 diskutiert worden waren. Eine erste Möglichkeit zur Ermittlung der gerätespezifischen Korrekturkurve ist, eine Referenzmessung für ein bekanntes Ziel durchzuführen und aus dieser Referenzmessung die gerätespezifische Phasenantwort abzuleiten. Eine zweite, etwas einfachere Möglichkeit ist, die gesamte Übertragungstrecke, welche die Länge R besitzt, aufzuteilen in einen nicht

dispersionsbehafteten Streckenabschnitt R_{non} und einen dispersionsbehafteten Streckenabschnitt R_{disp} : $R = R_{\text{non}} + R_{\text{disp}}$. Dadurch ist es auf einfache Weise möglich, die Übertragungseigenschaften des HF-Moduls, des Modenwandlers und der Antenne am Beginn der Übertragungsstrecke zu modellieren.

[0115] In Schritt **604**, der sogenannten "Fensterung", werden die Werte des komplexwertigen Signals mit einer Fensterfunktion gewichtet. Die gewichteten Werte dienen dann als Eingangsgrößen für die im darauffolgenden Schritt **605** durchgeführte schnelle Fourier-Transformation (Fast Fourier Transform, FFT). Als Ergebnis der schnellen Fourier-Transformation erhält man das Frequenzspektrum des Zwischenfrequenzsignals. Im darauffolgenden Schritt **606** werden die in diesem Frequenzspektrum enthaltenen Zielfrequenzkomponenten detektiert. Dabei ist jeder Frequenzpeak im Frequenzspektrum einem Radarziel zugeordnet. Von besonderem Interesse für die Füllstandsmessung ist dabei der Frequenzpeak, der durch die Reflektion der Radarsignale an der Oberfläche der Flüssigkeit bzw. des Mediums hervorgerufen wurde. Dieser für die Füllstandsmessung relevante Frequenzpeak wird im Schritt **606** identifiziert.

[0116] Im darauffolgenden Schritt **607** wird dann ein digitales Bandpassfilter definiert, das dazu ausgelegt ist, den durch die Oberfläche des Mediums hervorgerufenen Frequenzpeak aus dem Frequenzspektrum herauszufiltern und andere störende Frequenzpeaks zu unterdrücken. Hierzu werden die untere Grenzfrequenz sowie die obere Grenzfrequenz des Bandpassfilters so festgelegt, dass der durch die Oberfläche des Mediums hervorgerufene Frequenzpeak innerhalb des Durchlassbereichs des Bandpassfilters liegt. Störende Frequenzkomponenten, die unterhalb der unteren Grenzfrequenz oder oberhalb der oberen Grenzfrequenz des Bandpassfilters liegen, werden weggefiltert. Als Ergebnis der in Schritt **607** durchgeführten Bandpassfilterung erhält man ein Frequenzspektrum, das im Wesentlichen nur mehr einen einzigen Frequenzpeak enthält, nämlich den für die Füllstandsmessung relevanten Frequenzpeak, der durch Reflektion an der Oberfläche des Mediums hervorgerufen wurde.

[0117] Dieses bandpassgefilterte Frequenzspektrum wird anschließend mittels einer inversen Fourier-Transformation in den Zeitbereich zurücktransformiert. Hierzu wird in Schritt **608** eine Fensterung des bandpassgefilterten Frequenzspektrums durchgeführt. Dabei werden die Werte des bandpassgefilterten Frequenzspektrums mit einer Fensterfunktion gewichtet. Anschließend wird im Schritt **609** eine inverse schnelle Fourier-Transformation (Inverse Fast Fourier Transform, IFFT) durchgeführt. Als Ergebnis der inversen schnellen Fourier-Transformation erhält man ein komplexwertiges Zeitsignal, das im Wesentlichen nur mehr eine einzige Frequenzkomponente enthält, nämlich die Frequenzkomponente, die bei der Reflektion des Radarsignals an der Oberfläche des Mediums entstanden ist. Im nächsten Schritt **610**, der auch als "Phase Unwrapping" bezeichnet wird, wird aus dem komplexwertigen Zeitverlauf der Phasenverlauf rekonstruiert. Da das komplexwertige Zeitsignal im Wesentlichen nur eine Frequenzkomponente enthält, nämlich die durch die Reflektion an der Oberfläche des Mediums verursachte Frequenzkomponente, ergibt sich im Wesentlichen ein linear mit der Zeit anwachsender kontinuierlicher Phasenverlauf. Bei der Rekonstruktion dieses Phasenverlaufs aus dem rücktransformierten komplexwertigen Zeitsignal kommt es insbesondere darauf an, Phasensprünge zu vermeiden, um so die linear anwachsende Phase korrekt zu rekonstruieren.

[0118] Allerdings weist der rekonstruierte Phasengang noch Verzerrungen auf, die durch die Dispersion bei der Wellenausbreitung im Rohr verursacht sind. Diese dispersiven Effekte werden in der darauffolgenden Mischerstufe **611** verringert bzw. eliminiert. In der Mischerstufe **611** wird dem Zeitsignal eine Phasenkorrektur $\varphi_{z,\text{corr}}$ aufgeprägt, die durch die oben hergeleitete Gleichung (21) gegeben ist:

$$\varphi_{z,\text{corr}}(t) = 2\pi \frac{2R}{c} \cdot \left(\sqrt{(f_0 + St)^2 - \hat{f}_c^2} - \sqrt{f_0^2 - \hat{f}_c^2} \right) - 2\pi \frac{2RS}{v_{\text{const}}} \cdot t \quad (21)$$

[0119] Diese Phasenkorrektur ist dazu ausgelegt, Dispersionseffekte ganz oder teilweise zu beseitigen. Für das so erhaltene phasenkorrigierte Zeitsignal wird im folgenden Schritt **612** eine lineare Regression des Phasenverlaufs vorgenommen. Die Phase $\varphi_c(t)$ des phasenkorrigierten Zeitsignals steigt im Wesentlichen linear mit der Zeit an:

$$\varphi_c(t) \approx 2\pi \frac{2RS}{v_{\text{const}}} \cdot t \quad (33)$$

[0120] Insofern ist die Phasensteigung

$$2\pi \frac{2RS}{v_{\text{const}}}$$

proportional zur Zielentfernung R. Je weiter das Ziel entfernt ist, desto steiler wird die Phase ansteigen. Mittels der linearen Regression in Schritt **612** lässt sich daher unmittelbar die Zielentfernung R herleiten.

[0121] Im Schritt **613** wird geprüft, ob die ermittelte Zielentfernung R bereits hinreichend genau ist, oder ob zur weiteren Steigerung der Genauigkeit weitere Iterationen durchgeführt werden sollen. Falls weitere Iterationen durchgeführt werden, wird die soeben ermittelte Zielentfernung R als Ausgangspunkt für eine erneute Bestimmung der Dispersionskorrektur $\varphi_{z,\text{corr}}$ im Schritt **614** verwendet. Die so bestimmte Phasenkorrektur wird in der Mischerstufe **611** auf das Zeitsignal angewandt, und für das so erhaltene phasenkorrigierte Signal wird dann wiederum eine lineare Regressionsanalyse zur Ermittlung der Phasensteigung durchgeführt. Aus der Phasensteigung kann nun ein genauere Wert der Zielentfernung hergeleitet werden, der dann wiederum als Grundlage für eine Neubestimmung der Dispersionskorrektur in Schritt **614** verwendet werden kann. Durch die iterative Bestimmung von Phasensteigung, Zielentfernung und Dispersionskorrektur ist es möglich, diese Größen mit einer gewünschten Genauigkeit zu bestimmen. Sobald in Schritt **613** ermittelt wird, dass die Zielentfernung mit hinreichend hoher Genauigkeit ermittelt ist, werden die Iterationen abgebrochen. Als Ergebnis erhält man in Schritt **615** einen sehr genauen Wert der Zielentfernung, also der Entfernung zwischen dem Radarmessgerät und der Oberfläche des Mediums.

[0122] In Fig. 7 ist sowohl der Phasenverlauf **700** vor der Anwendung der Dispersionskorrektur als auch der dispersionskorrigierte Phasenverlauf **701** als Funktion der Zeit aufgetragen. Eigentlich sollte die Phase des Zeitsignals linear mit der Zeit ansteigen. Infolge der dispersiven Effekte weist der Phasenverlauf **700** vor der Anwendung der Dispersionskorrektur jedoch eine gewisse Krümmung bzw. Verzerrung auf. Diese Krümmung bzw. Verzerrung wird durch die Anwendung der Phasenkorrektur $\varphi_{z,\text{corr}}$ beseitigt, und man erhält den phasenkorrigierten Phasenverlauf **701**, bei dem die Phase linear mit der Zeit ansteigt. Vorzugsweise wird der Phasenverlauf in mehreren Iterationen entzerrt und begradigt. Aus der Phasensteigung des korrigierten Phasenverlaufs **701** kann dann die Zielentfernung R mit hoher Genauigkeit ermittelt werden.

Überlagerung von mehreren Moden mit unterschiedlichem Ausbreitungsverhalten

[0123] Bisher war der Fall diskutiert worden, dass im Wesentlichen nur eine einzige Mode in signifikantem Ausmaß angeregt wird. Im Folgenden wird der Fall diskutiert, dass die Anregungsenergie sich auf mehrere unterschiedliche Moden aufteilt, von denen sich jede mit einem anderen Ausbreitungsverhalten im Rohr ausbreitet. Es wird also ein Gemisch aus mehreren Moden angeregt, und die eingekoppelte Energie verteilt sich auf mehrere Moden. Jede der angeregten $TE_{m,n}$ - und $TM_{m,n}$ -Moden ist durch ein anderes Ausbreitungsverhalten gekennzeichnet. Jede der angeregten $TE_{m,n}$ - und $TM_{m,n}$ -Moden besitzt eine eigene Cutoff-Frequenz $\hat{f}_{c,mn}$.

[0124] Entsprechend Gleichung (21) kann für jede angeregte Mode j eine zugehörige Phasenkorrektur wie folgt angegeben werden:

$$\varphi_{z,\text{corr},j}(t) = 2\pi \frac{2R}{c} \cdot \left(\sqrt{(f_0 + St)^2 - \hat{f}_{c,mn}^2} - \sqrt{f_0^2 - \hat{f}_{c,mn}^2} \right) - 2\pi \frac{2RS}{v_{\text{const}}} \cdot t \quad (34)$$

[0125] Dabei bezeichnet $\hat{f}_{c,mn}$ die jeweilige Cutoff-Frequenz der Mode j. Der erste Term dient zur Verringerung bzw. Beseitigung der dispersiven Effekte der jeweiligen Mode j. Der zweite Term dient dazu, eine linear mit der Zeit ansteigende Phase hinzuzufügen.

[0126] Die Phasenkorrekturen für die verschiedenen angeregten Moden werden nun phasenrichtig aufsummiert. Die einzelnen Korrektursignale $z_{\text{corr},j}(t)$ für die einzelnen Moden ergeben sich wie folgt:

$$z_{\text{corr},j}(t) = \cos(\varphi_{z,\text{corr},j}(t)) \quad (35)$$

[0127] Das gesamte Korrektursignal $z_{\text{corr,sum}}(t)$ erhält man aus der gewichteten Addition der einzelnen Korrektursignale $z_{\text{corr},j}(t)$ für die einzelnen Moden:

$$z_{\text{corr,sum}}(t) = \sum_{\text{TE}_{m,n}, \text{TM}_{m,n}} w_j \cdot z_{\text{corr},j}(t) \quad (36)$$

[0128] Die einzelnen Korrektursignale $z_{\text{corr},j}(t)$ werden entsprechend ihrem Beitrag zum Gesamtsignal mit zugehörigen Amplitudengewichtungsfaktoren w_j gewichtet. Das so erhaltene gesamte Korrektursignal $z_{\text{corr,sum}}(t)$ ist dazu ausgelegt, für jede Mode den durch die jeweilige Mode verursachten dispersionsabhängigen Phasenanteil im Phasenverlauf des Zwischenfrequenzsignals zu verringern oder zu beseitigen. Außerdem wird dem Phasenverlauf ein nicht von Dispersionseffekten abhängiger Term hinzugefügt, der linear mit der Zeit ansteigt. Das Korrektursignal $z_{\text{corr,sum}}(t)$ kann dann zur Korrektur des gemessenen Signals verwendet werden:

$$\hat{z}_{\text{phasenkorrigiert}}(t) = \text{Re} \left\{ \frac{H \{ z_{\text{gemessen}}(t) \}}{H \{ z_{\text{corr,sum}}(t) \}} \right\} \quad (37)$$

Patentansprüche

1. Radarmessvorrichtung (**104, 111**) zur Bestimmung einer Entfernung zu einer Oberfläche eines Mediums (**101, 108**) oder zu einem anderen Radarziel in einem Rohr (**102, 107**), wobei die Radarmessvorrichtung entsprechend dem FMCW-Prinzip arbeitet und aufweist:

eine Radarsendeeinheit, welche dazu ausgelegt ist, ein Radarsendesignal (**213**) zu erzeugen, das entsprechend dem FMCW-Prinzip frequenzmoduliert ist,

eine Radarempfangseinheit, welche dazu ausgelegt ist, ein an der Oberfläche des Mediums (**101, 108**) oder an dem anderen Radarziel im Rohr (**102, 107**) zurückreflektiertes Radarempfangssignal zu empfangen, das Radarempfangssignal durch Mischen mit dem Radarsendesignal (**213**) oder einem davon abgeleiteten Signal in ein Zwischenfrequenzsignal (**211**) umzuwandeln und anhand des so erhaltenen Zwischenfrequenzsignals (**211**) eine Entfernung zur Oberfläche des Mediums (**101, 108**) oder zu dem anderen Radarziel im Rohr (**102, 107**) zu bestimmen,

dadurch gekennzeichnet,

dass die Radarempfangseinheit dazu ausgelegt ist, eine Phasenkorrektur auf den Phasenverlauf des Zwischenfrequenzsignals (**211**) anzuwenden und ein phasenkorrigiertes Zwischenfrequenzsignal zu erzeugen, wobei die Phasenkorrektur dazu ausgelegt ist, einen dispersionsabhängigen Phasenanteil im Phasenverlauf des Zwischenfrequenzsignals (**211**) zu verringern oder zu beseitigen und einen nicht von Dispersionseffekten abhängigen Phasenanteil hinzuzufügen,

wobei die Radarempfangseinheit dazu ausgelegt ist, anhand des phasenkorrigierten Zwischenfrequenzsignals die Zielfrequenzkomponenten (**501**) im Zwischenfrequenzsignal zu bestimmen und anhand der Zielfrequenzkomponenten (**501**) die Entfernung zur Oberfläche des Mediums (**101, 108**) oder zu dem anderen Radarziel im Rohr (**102, 107**) zu bestimmen.

2. Radarmessvorrichtung gemäß Anspruch 1, **dadurch gekennzeichnet,** dass die Radarmessvorrichtung dazu ausgelegt ist, eine oder mehrere der folgenden Operationen auf das Zwischenfrequenzsignal anzuwenden:

- Entfernen eines Gleichanteils des Zwischenfrequenzsignals;
- Umwandeln des Zwischenfrequenzsignals in ein komplexwertiges Signal mittels einer Hilbert-Transformation;
- Durchführen einer Fourier-Transformation zur Erzeugung eines Frequenzspektrums des Zwischenfrequenzsignals;
- Detektieren von Zielfrequenzkomponenten im Frequenzspektrum des Zwischenfrequenzsignals.

3. Radarmessvorrichtung gemäß Anspruch 1 oder Anspruch 2, gekennzeichnet durch mindestens eines von folgenden:

- die Radarmessvorrichtung ist dazu ausgelegt, auf das Zwischenfrequenzsignal eine gerätespezifische Korrektur anzuwenden, die dazu vorgesehen ist, ein gerätespezifisches Übertragungsverhalten der Radarmessvorrichtung zu berücksichtigen;
- die Radarmessvorrichtung ist dazu ausgelegt, auf das Zwischenfrequenzsignal eine gerätespezifische Korrektur anzuwenden, die dazu vorgesehen ist, ein gerätespezifisches Übertragungsverhalten der Radarmessvorrichtung zu berücksichtigen, wobei die gerätespezifische Korrektur mittels einer Referenzmessung an einem Referenzziel bestimmbar ist;
- die Radarmessvorrichtung ist dazu ausgelegt, auf das Zwischenfrequenzsignal eine gerätespezifische Korrektur anzuwenden, wobei zur Erzeugung der gerätespezifischen Korrektur die Übertragungstrecke zwischen

Radarmessvorrichtung und Radarziel in einen nicht dispersionsbehafteten Streckenanteil und einen dispersionsbehafteten Streckenanteil unterteilt wird.

4. Radarmessvorrichtung gemäß einem der Ansprüche 1 bis 3, **dadurch gekennzeichnet**, dass die Phasenkorrektur von der Entfernung zur Oberfläche des Mediums oder zu dem anderen Radarziel im Rohr abhängt.

5. Radarmessvorrichtung gemäß Anspruch 4, gekennzeichnet durch mindestens eines von folgenden:

- die Radarempfangseinheit ist dazu ausgelegt, die Phasenkorrektur basierend auf einem Schätzwert der Entfernung zur Oberfläche des Mediums oder zu dem anderen Radarziel im Rohr zu bestimmen;
- die Radarempfangseinheit ist dazu ausgelegt, bei der erstmaligen Bestimmung der Phasenkorrektur einen Schätzwert für die Entfernung zur Oberfläche des Mediums oder zu dem anderen Radarziel im Rohr zu verwenden;
- die Radarempfangseinheit ist dazu ausgelegt, bei der erstmaligen Bestimmung der Phasenkorrektur einen Schätzwert für die Entfernung zur Oberfläche des Mediums oder zu dem anderen Radarziel im Rohr zu verwenden und die so bestimmte Phasenkorrektur anschließend auf das Zwischenfrequenzsignal anzuwenden.

6. Radarmessvorrichtung gemäß Anspruch 5, gekennzeichnet durch mindestens eines von folgenden:

- die Radarempfangseinheit ist dazu ausgelegt, den Schätzwert durch Auswerten der Zielfrequenzkomponenten des ursprünglichen, nicht phasenkorrigierten Zwischenfrequenzsignals zu ermitteln;
- die Radarempfangseinheit ist dazu ausgelegt, die Entfernung zur Oberfläche des Mediums oder zu dem anderen Radarziel im Rohr zyklisch wiederkehrend zu bestimmen und aus den bisher bestimmten Werten der Entfernung einen Schätzwert der Entfernung abzuleiten, der dann als Basis für die Bestimmung der Phasenkorrektur dient.

7. Radarmessvorrichtung gemäß einem der Ansprüche 4 bis 6, **dadurch gekennzeichnet**, dass die Radarempfangseinheit dazu ausgelegt ist, die von der Entfernung abhängige Phasenkorrektur und die von der Phasenkorrektur abhängige Entfernung zur Oberfläche des Mediums oder zu dem anderen Radarziel im Rohr in wechselseitiger Abhängigkeit mittels eines iterativen Verfahrens zu bestimmen.

8. Radarmessvorrichtung gemäß einem der Ansprüche 4 bis 7, **dadurch gekennzeichnet**, dass die Radarempfangseinheit dazu ausgelegt ist, abwechselnd und in wechselseitiger Abhängigkeit folgende zwei Schritte auszuführen:

- Neubestimmen der Phasenkorrektur basierend auf einem neu bestimmten Wert der Entfernung und anschließend Anwenden der Neubestimmten Phasenkorrektur auf das Zwischenfrequenzsignal, und
- Neubestimmen des Werts der Entfernung basierend auf einer Analyse der Zielfrequenzkomponenten in dem Neubestimmten phasenkorrigierten Zwischenfrequenzsignal.

9. Radarmessvorrichtung gemäß einem der Ansprüche 4 bis 8, **dadurch gekennzeichnet**, dass die Radarempfangseinheit dazu ausgelegt ist, die Phasenkorrektur und die Entfernung abwechselnd iterativ in wechselseitiger Abhängigkeit so oft zu bestimmen, bis sowohl die Phasenkorrektur als auch die Entfernung mit einer vorgegebenen Genauigkeit bestimmt sind.

10. Radarmessvorrichtung gemäß einem der Ansprüche 1 bis 9, gekennzeichnet durch mindestens eines von folgenden:

- die Phasenkorrektur umfasst einen dispersionsabhängigen Term, der dazu ausgelegt ist, den dispersionsabhängigen Phasenanteil im Phasenverlauf des Zwischenfrequenzsignals zu verringern oder zu beseitigen;
- die Phasenkorrektur umfasst einen dispersionsabhängigen Term, der dazu ausgelegt ist, den dispersionsabhängigen Phasenanteil im Phasenverlauf des Zwischenfrequenzsignals zu verringern oder zu beseitigen, wobei der dispersionsabhängige Term der Phasenkorrektur folgende Form hat:

$$2\pi \frac{2R}{c} \cdot \left(\sqrt{(f_0 + St)^2 - \hat{f}_c^2} - \sqrt{f_0^2 - \hat{f}_c^2} \right),$$

wobei R die Entfernung zur Oberfläche des Mediums oder zu dem anderen Radarziel im Rohr bezeichnet, wobei c die Lichtgeschwindigkeit in Luft bezeichnet, wobei f_0 die Startfrequenz der Frequenzrampe und S die Steigung der Frequenzrampe des Radarsendesignals bezeichnet, und wobei f_c die Cutoff-Frequenz einer dominierenden Mode im Rohr bezeichnet;

– der nicht von Dispersionseffekten abhängige Phasenanteil, der durch die Phasenkorrektur hinzugefügt wird, steigt linear mit der Zeit an;

- der nicht von Dispersionseffekten abhängige Phasenanteil, der durch die Phasenkorrektur hinzugefügt wird, hängt von der Entfernung zur Oberfläche des Mediums oder zu dem anderen Radarziel im Rohr ab;
- die Phasenkorrektur umfasst einen nicht dispersionsabhängigen Term, der dazu ausgelegt ist, den nicht von Dispersionseffekten abhängigen Phasenanteil zum Phasenverlauf des Zwischenfrequenzsignals hinzuzufügen, wobei der nicht von Dispersionseffekten abhängige Phasenanteil linear mit der Zeit ansteigt;
- die Phasenkorrektur umfasst einen nicht dispersionsabhängigen Term, der dazu ausgelegt ist, den nicht von Dispersionseffekten abhängigen Phasenanteil zum Phasenverlauf des Zwischenfrequenzsignals hinzuzufügen, wobei der nicht von Dispersionseffekten abhängige Phasenanteil von der Entfernung zur Oberfläche des Mediums oder zu dem anderen Radarziel im Rohr abhängt;
- die Phasenkorrektur umfasst einen nicht dispersionsabhängigen Term, der dazu ausgelegt ist, den nicht von Dispersionseffekten abhängigen Phasenanteil zum Phasenverlauf des Zwischenfrequenzsignals hinzuzufügen, wobei der nicht dispersionsabhängige Term der Phasenkorrektur folgende Form hat:

$$- 2\pi \frac{2RS}{v_{\text{const}}} \cdot t,$$

wobei R die Entfernung zur Oberfläche des Mediums oder zu dem anderen Radarziel im Rohr bezeichnet, wobei S die Steigung der Frequenzrampe des Radarsendesignals bezeichnet, und wobei v_{const} eine Ausbreitungsgeschwindigkeit des Radarsendesignals bezeichnet, die frei festlegbar ist.

11. Radarmessvorrichtung gemäß einem der Ansprüche 1 bis 10, **dadurch gekennzeichnet**, dass die Radarmessvorrichtung dazu ausgelegt ist, eine oder mehrere der folgenden Operationen auf das Zwischenfrequenzsignal anzuwenden:

- Entfernen eines Gleichanteils des Zwischenfrequenzsignals;
- Umwandeln des Zwischenfrequenzsignals in ein komplexwertiges Signal mittels einer Hilbert-Transformation;
- Durchführen einer Fourier-Transformation des Zwischenfrequenzsignals zur Erzeugung eines Frequenzspektrums des Zwischenfrequenzsignals;
- Bestimmen einer relevanten Zielfrequenzkomponente, die der Entfernung zur Oberfläche des Mediums oder zu dem anderen Radarziel im Rohr entspricht;
- Festlegen eines Bandpassfilters für eine relevante Zielfrequenzkomponente, das dazu ausgelegt ist, die relevante Zielfrequenzkomponente durchzulassen und andere Zielfrequenzkomponenten zu unterdrücken;
- Bandpassfiltern des Frequenzspektrums des Zwischenfrequenzsignals und Erzeugen eines bandpassgefilterten Frequenzspektrums;
- Durchführen einer inversen Fourier-Transformation eines bandpassgefilterten Frequenzspektrums und Erzeugen eines bereinigten Zwischenfrequenzsignals;
- Bestimmen einer Phasensteigung im Phasenverlauf eines bereinigten Zwischenfrequenzsignals.

12. Radarmessvorrichtung gemäß einem der Ansprüche 1 bis 11, **dadurch gekennzeichnet**, dass die Radarmessvorrichtung dazu ausgelegt ist, eine oder mehrere der folgenden Operationen auf das Zwischenfrequenzsignal anzuwenden:

- Bestimmen einer Phasensteigung im Phasenverlauf des bereinigten Zwischenfrequenzsignals;
- Bestimmen der Entfernung zur Oberfläche des Mediums oder zu dem anderen Radarziel im Rohr aus der Phasensteigung im Phasenverlauf des bereinigten Zwischenfrequenzsignals;
- Neubestimmen der Phasenkorrektur basierend auf der Neubestimmten Entfernung;
- Anwenden der Neubestimmten Phasenkorrektur auf das bereinigte Zwischenfrequenzsignal.

13. Radarmessvorrichtung gemäß einem der Ansprüche 1 bis 12, gekennzeichnet durch mindestens eines von folgenden:

- die Ausbreitung eines Radarsignals im Rohr erfolgt im Wesentlichen entsprechend einer dominierenden Mode;
- als dominierende Mode für die Ausbreitung des Radarsignals im Rohr ist die Mode TE_{01} vorhanden.

14. Radarmessvorrichtung gemäß einem der Ansprüche 1 bis 12, gekennzeichnet durch mindestens eines von folgenden:

- die Ausbreitung eines Radarsignals im Rohr erfolgt entsprechend einer Mehrzahl von unterschiedlichen Moden;
- die Ausbreitung eines Radarsignals im Rohr erfolgt entsprechend einer Mehrzahl von unterschiedlichen Moden, und die Phasenkorrektur ist dazu ausgelegt, für jede Mode einen durch die jeweilige Mode verursachten

dispersionsabhängigen Phasenanteil im Phasenverlauf des Zwischenfrequenzsignals zu verringern oder zu beseitigen;

– die Ausbreitung eines Radarsignals im Rohr erfolgt entsprechend einer Mehrzahl von unterschiedlichen Moden, und die Phasenkorrektur ist dazu ausgelegt, dem Phasenverlauf einen nicht von Dispersionseffekten abhängigen Term hinzuzufügen, der linear mit der Zeit ansteigt.

15. Radarmessvorrichtung gemäß einem der Ansprüche 1 bis 14, gekennzeichnet durch mindestens eines von folgenden:

- bei dem Medium handelt es sich um eine Flüssigkeit oder um ein Schüttgut;
- bei dem Rohr handelt es sich um ein Schwallrohr oder um ein Bypassrohr;
- die Radarempfangseinheit ist dazu ausgelegt, aus der Entfernung zur Oberfläche des Mediums einen Füllstand des Mediums im Rohr zu bestimmen;
- die Radarmessvorrichtung ist als Feldgerät ausgebildet, welches über einen Feldbus mit einer Steuerung verbindbar ist;
- bei der Radarmessvorrichtung handelt es sich um ein Füllstandsmessgerät für die Prozessautomatisierung.

16. Verfahren zur Bestimmung einer Entfernung zu einer Oberfläche eines Mediums (**101, 108**) oder zu einem anderen Radarziel in einem Rohr (**102, 107**) mittels einer Radarmessvorrichtung (**104, 111**), welche entsprechend dem Prinzip des FMCW-Radars arbeitet, wobei das Verfahren aufweist:

- Aussenden eines Radarsendesignals (**213**) innerhalb des Rohrs (**102, 107**), wobei das Radarsendesignal (**213**) entsprechend dem FMCW-Prinzip frequenzmoduliert ist,
- Empfangen eines an einer Oberfläche des Mediums (**101, 108**) oder an dem anderen Radarziel im Rohr (**102, 107**) zur Radarmessvorrichtung (**104, 111**) zurückreflektierten Radarempfangssignals,
- Mischen des Radarempfangssignals mit dem Radarsendesignal (**213**) oder einem davon abgeleiteten Signal und Erzeugen eines Zwischenfrequenzsignals (**211**),
- Anwenden einer Phasenkorrektur auf den Phasenverlauf des Zwischenfrequenzsignals (**211**) und Erzeugen eines phasenkorrigierten Zwischenfrequenzsignals, wobei die Phasenkorrektur zum einen einen dispersionsabhängigen Phasenanteil im Phasenverlauf des Zwischenfrequenzsignals (**211**) verringert oder beseitigt und zum anderen einen nicht von Dispersionseffekten abhängigen Phasenanteil zum Phasenverlauf des Zwischenfrequenzsignals (**211**) hinzufügt,
- Bestimmen der im phasenkorrigierten Zwischenfrequenzsignal enthaltenen Zielfrequenzkomponenten (**501**) und Bestimmen der Entfernung zur Oberfläche des Mediums (**101, 108**) oder zu dem anderen Radarziel im Rohr (**102, 107**) anhand der Zielfrequenzkomponenten (**501**).

17. Verfahren gemäß Anspruch 16, gekennzeichnet durch mindestens eines von folgenden:

- Entfernen eines Gleichanteils des Zwischenfrequenzsignals;
- Umwandeln des Zwischenfrequenzsignals in ein komplexwertiges Signal mittels einer Hilbert-Transformation;
- Durchführen einer Fourier-Transformation zur Erzeugung eines Frequenzspektrums des Zwischenfrequenzsignals;
- Detektieren von Zielfrequenzkomponenten im Frequenzspektrum des Zwischenfrequenzsignals.

18. Verfahren gemäß Anspruch 16 oder Anspruch 17, **dadurch gekennzeichnet**, dass die Phasenkorrektur von der Entfernung zur Oberfläche des Mediums oder zu dem anderen Radarziel im Rohr abhängt.

19. Verfahren gemäß Anspruch 18, gekennzeichnet durch mindestens eines von folgenden:

- Bestimmen der Phasenkorrektur basierend auf einem Schätzwert der Entfernung zur Oberfläche des Mediums oder zu dem anderen Radarziel im Rohr;
- bei der erstmaligen Bestimmung der Phasenkorrektur, Verwenden eines Schätzwerts für die Entfernung zur Oberfläche des Mediums oder zu dem anderen Radarziel im Rohr;
- bei der erstmaligen Bestimmung der Phasenkorrektur, Verwenden eines Schätzwerts für die Entfernung zur Oberfläche des Mediums oder zu dem anderen Radarziel im Rohr und anschließend Anwenden der so bestimmten Phasenkorrektur auf das Zwischenfrequenzsignal.

20. Verfahren gemäß Anspruch 18 oder Anspruch 19, **dadurch gekennzeichnet**, dass die von der Entfernung abhängige Phasenkorrektur und die von der Phasenkorrektur abhängige Entfernung zur Oberfläche des Mediums oder zu dem anderen Radarziel im Rohr in wechselseitiger Abhängigkeit mittels eines iterativen Verfahrens bestimmt werden.

21. Verfahren gemäß einem der Ansprüche 18 bis 20, **dadurch gekennzeichnet**, dass abwechselnd und in wechselseitiger Abhängigkeit folgende zwei Schritte ausgeführt werden:

- Neubestimmen der Phasenkorrektur basierend auf einem neu bestimmten Wert der Entfernung und anschließend Anwenden der Neubestimmten Phasenkorrektur auf das Zwischenfrequenzsignal, und
- Neubestimmen des Werts der Entfernung basierend auf einer Analyse der Zielfrequenzkomponenten in dem Neubestimmten phasenkorrigierten Zwischenfrequenzsignal.

Es folgen 8 Seiten Zeichnungen

Anhängende Zeichnungen

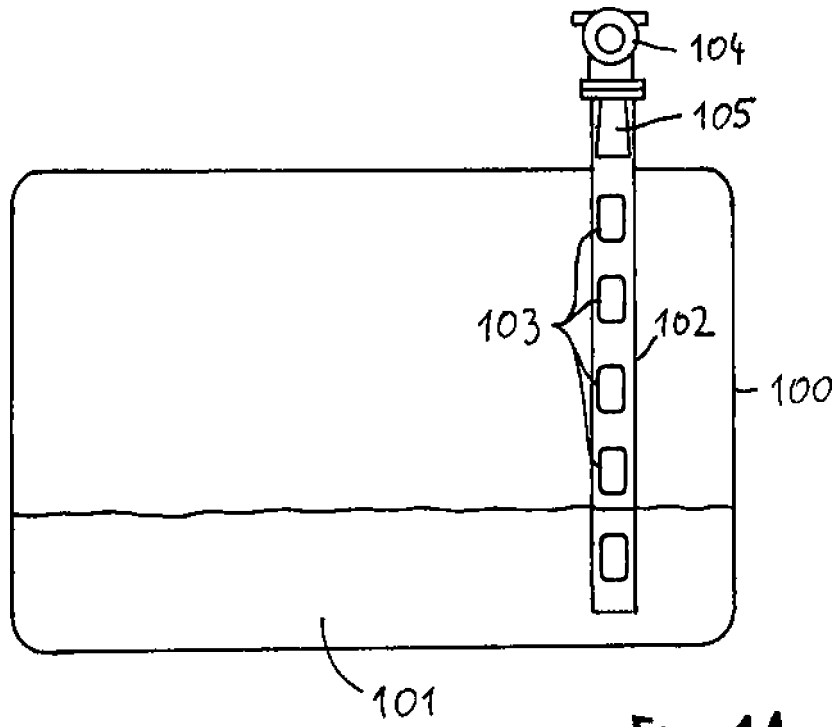


Fig. 1A

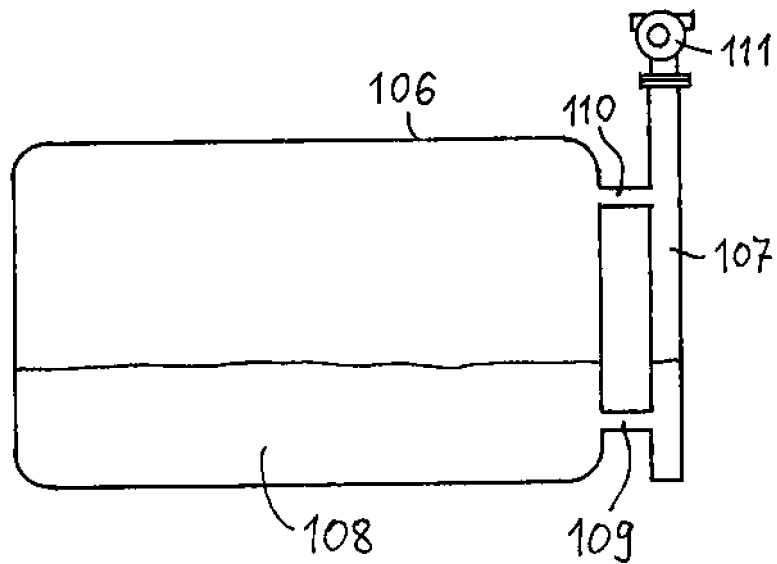


Fig. 1B

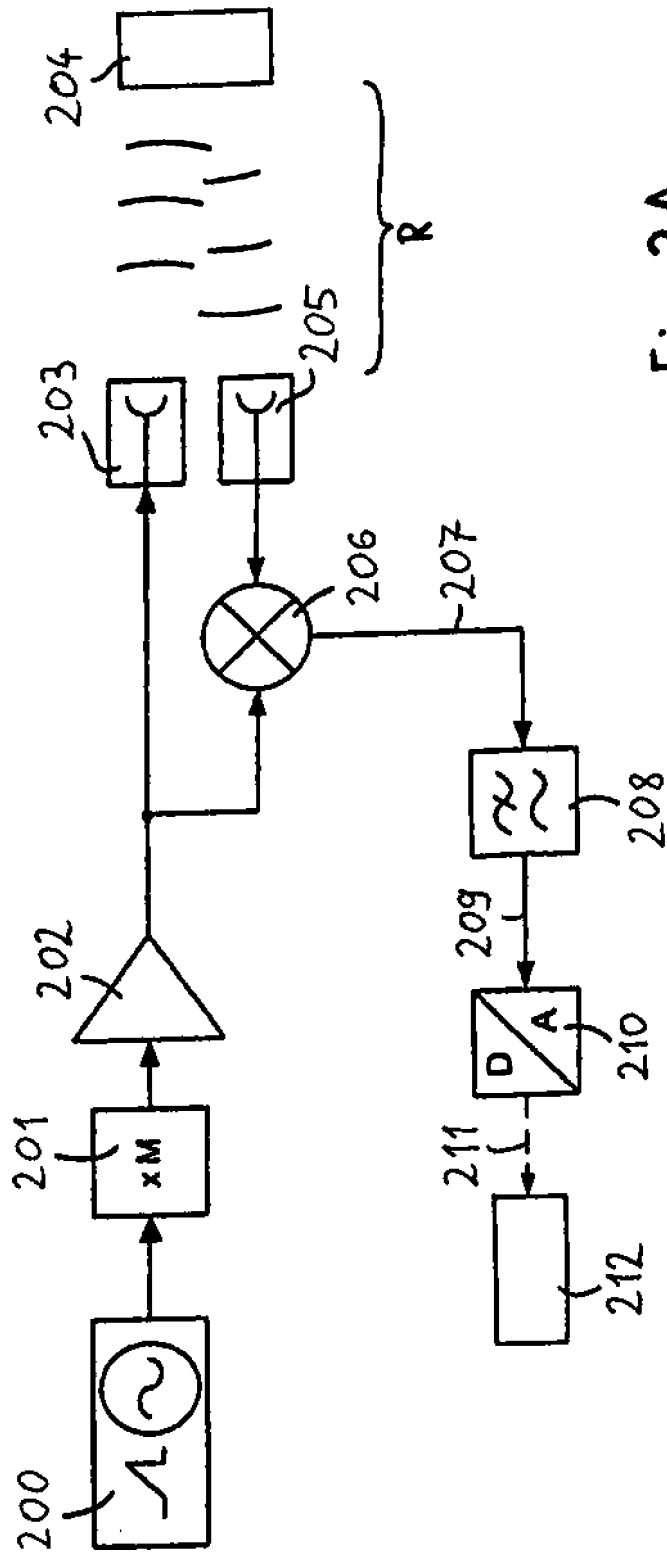


Fig. 2A

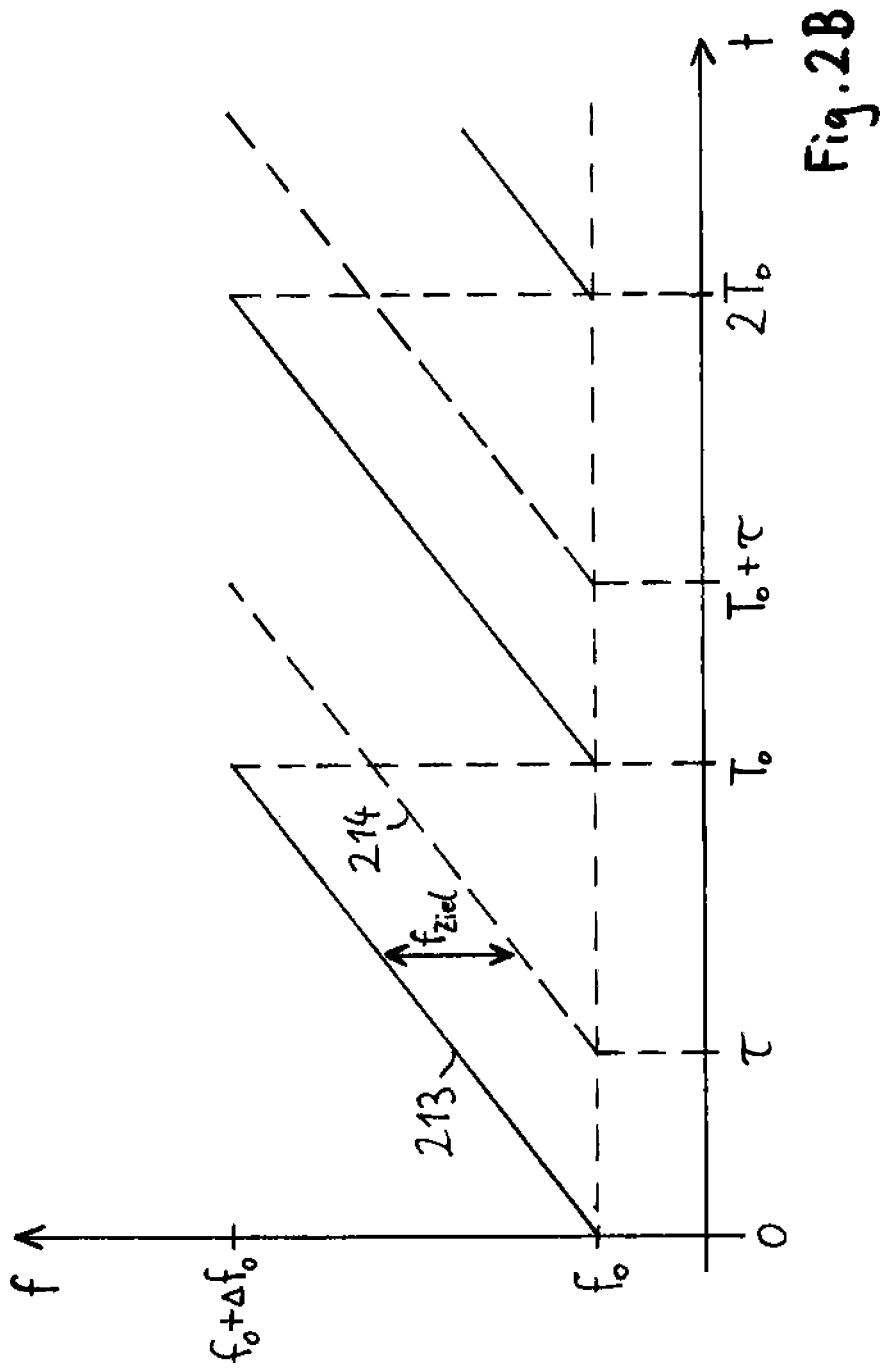


Fig. 2B

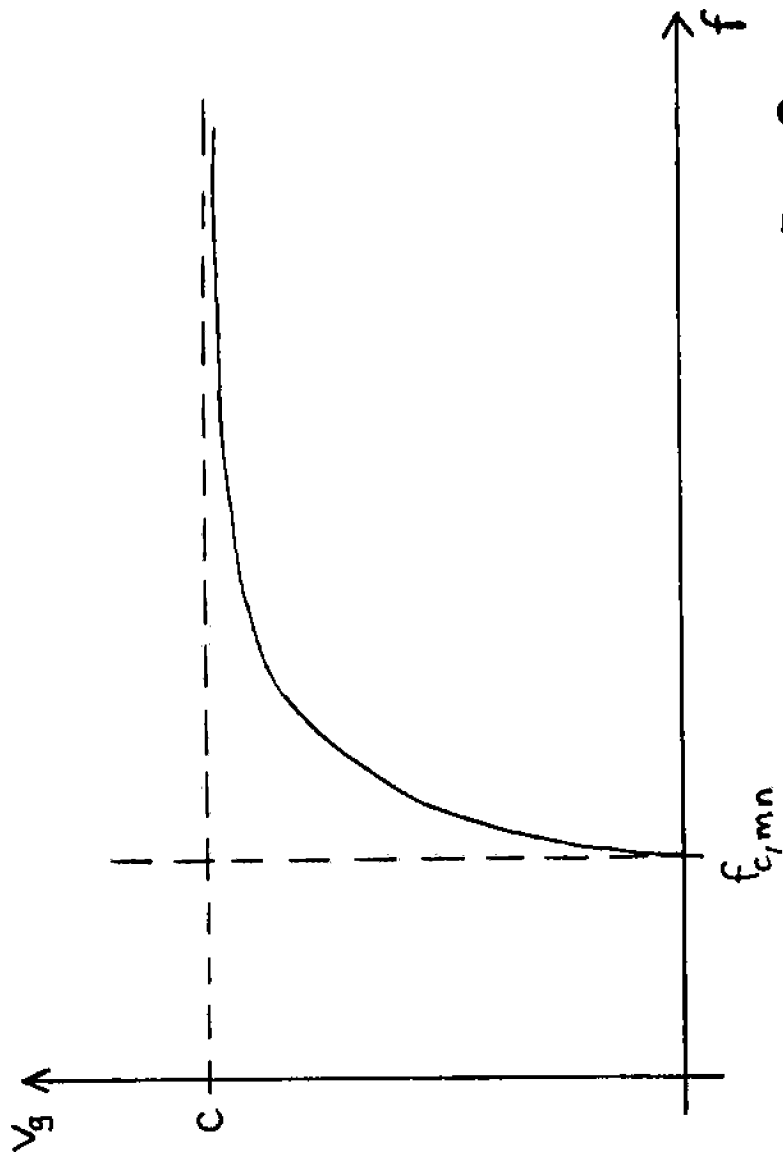


Fig. 3

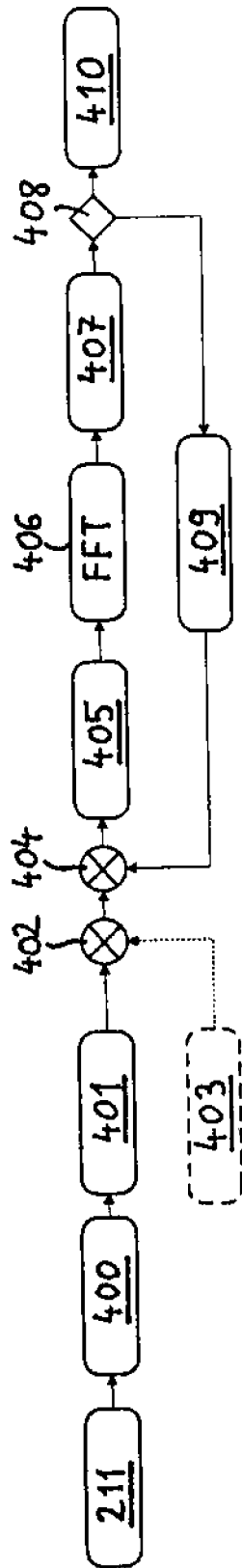


Fig. 4

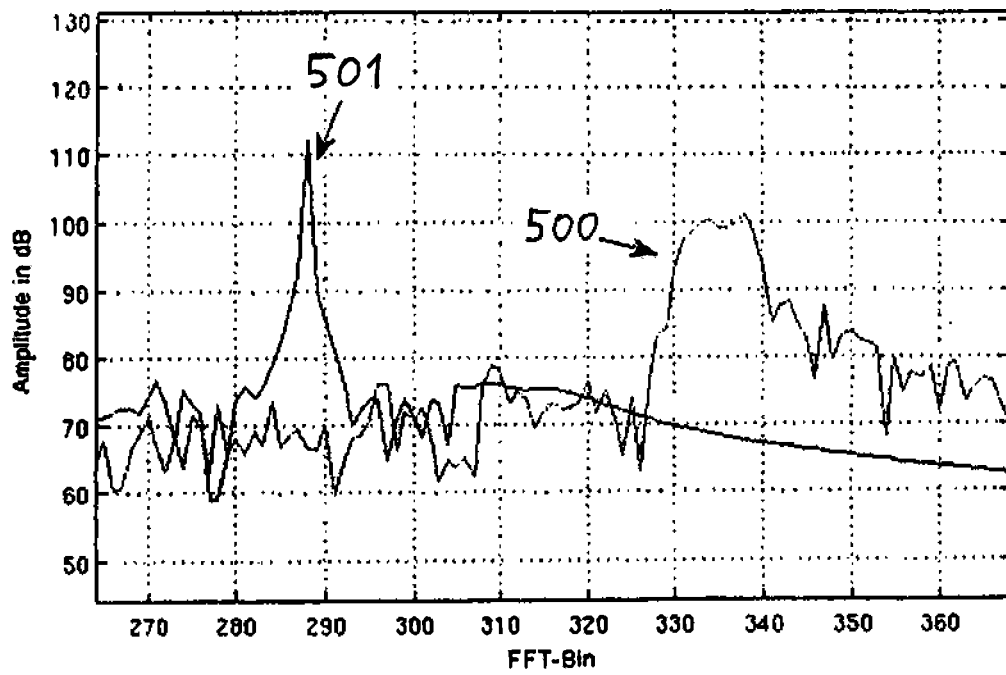


Fig. 5

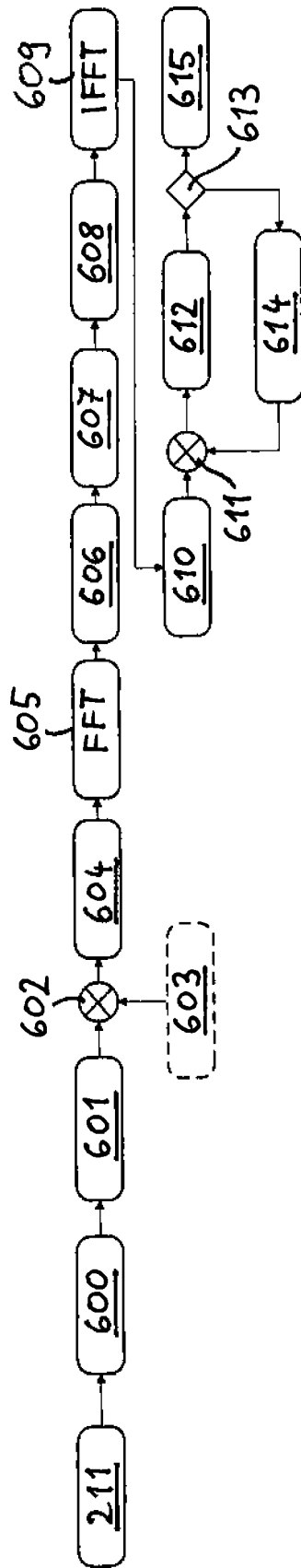


Fig. 6

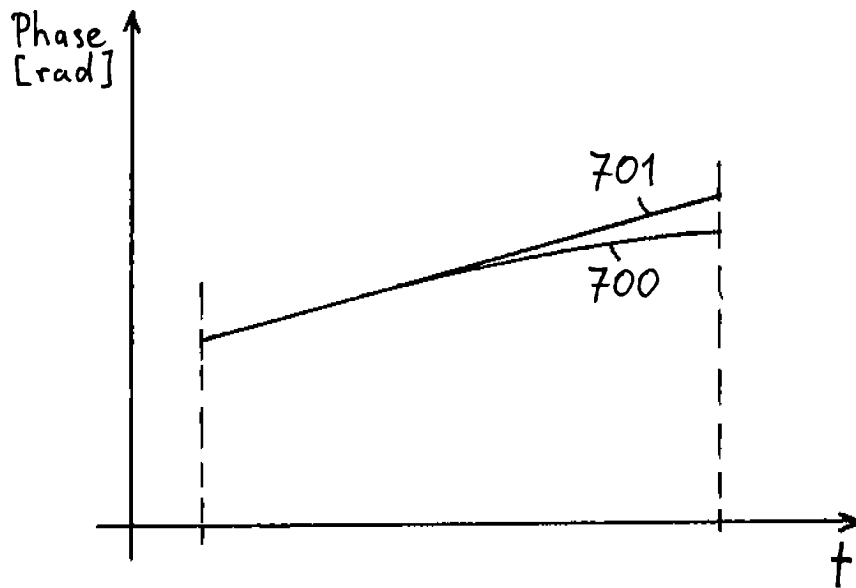


Fig. 7