



(12) 发明专利申请

(10) 申请公布号 CN 105556332 A

(43) 申请公布日 2016. 05. 04

(21) 申请号 201480045107. 6

(22) 申请日 2014. 07. 08

(30) 优先权数据

102013108490. 7 2013. 08. 07 DE

(85) PCT国际申请进入国家阶段日

2016. 02. 14

(86) PCT国际申请的申请数据

PCT/EP2014/064572 2014. 07. 08

(87) PCT国际申请的公布数据

W02015/018586 DE 2015. 02. 12

(71) 申请人 恩德莱斯和豪瑟尔两合公司

地址 德国毛尔堡

(72) 发明人 阿列克谢·马利诺夫斯基

斯特凡·普夫吕格尔

温弗里德·迈尔

(74) 专利代理机构 中原信达知识产权代理有限

责任公司 11219

代理人 戚传江 金洁

(51) Int. Cl.

G01S 7/35(2006. 01)

G01F 23/284(2006. 01)

G01S 13/34(2006. 01)

G01S 13/88(2006. 01)

G01S 7/40(2006. 01)

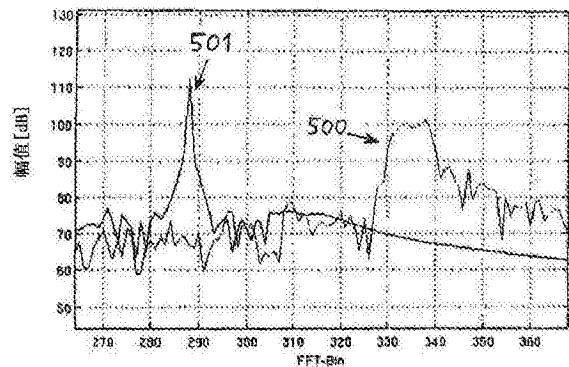
权利要求书5页 说明书16页 附图6页

(54) 发明名称

管道或管中的 FMCW 雷达的频散校正

(57) 摘要

本发明涉及一种雷达测量装置,该雷达测量装置用于确定距管道中的介质的表面或距管道中的另外的雷达目标的距离。雷达测量装置根据 FMCW 原理操作并且包括:雷达发送单元,该雷达发送单元被设计为产生根据 FMCW 原理频率调制的发送的雷达信号;和雷达接收单元,该雷达接收单元被设计为接收在管道中的介质的表面上或在管道中的其它雷达目标上反射回的接收的雷达信号,以通过使接收的雷达信号与发送的雷达信号或从发送的雷达信号导出的信号混合将接收的雷达信号转换成中频信号,和以基于因此获得的中频信号确定距管道中的介质的表面或管道中的其它雷达目标的距离。雷达接收单元被设计为将相位校正应用于中频信号的相位进展和产生相位校正的中频信号,其中相位校正被设计为减少或消除在中频信号的相位级数中的依赖于频散的相位成分和添加不依赖于频散作用的相位成分。雷达接收单元被设计为基于相位校正的中频信号确定中频信号中的目标频率成分和基于目标频率成分确定距管道中的介质的表面或距管道中的其它雷达目标的距离。



1. 一种雷达测量装置(104,111),所述雷达测量装置用于确定距管道或管(102,107)中的介质(101,108)的表面或距所述管道或管中的另外的雷达目标的距离,其中,所述雷达测量装置根据FMCW原理工作并且包括:

雷达发送单元,所述雷达发送单元被设计为产生雷达发送信号(213),所述雷达发送信号根据FMCW原理频率调制;和

雷达接收单元,所述雷达接收单元被设计为接收在所述管道或管(102,107)中的所述介质(101,108)的表面或所述管道或管中的其它雷达目标上反射回的雷达接收信号,以通过使与所述雷达发送信号(213)、或从其得出的信号混合而将所述雷达接收信号转换成中频信号(211)并且基于这样获得的所述中频信号(211)以确定距所述介质(101,108)的表面或距所述管道或管(102,107)中的另外的雷达目标的距离,其特征在于

所述雷达接收单元被设计为将相位校正应用于所述中频信号(211)的相位并且产生相位校正的中频信号,

其中,所述相位校正被设计为减少或去除在所述中频信号(211)的相位中的频散依赖的相位部分和添加不依赖于频散作用的相位部分,

其中,所述雷达接收单元被设计为基于所述相位校正的中频信号来确定在所述中频信号中的目标频率成分(501)并且基于所述目标频率成分(501)来确定距所述介质(101,108)的表面或距所述管道或管(102,107)中的其它雷达目标的距离。

2. 根据权利要求1所述的雷达测量装置,其特征在于,所述雷达测量装置被设计为将一个或多个以下操作应用到所述中频信号:

- 从所述中频信号去除直流部分;
- 借助于希尔伯特变换将所述中频信号转换为复数信号;
- 执行傅里叶变换用于产生所述中频信号的频谱;
- 检测在所述中频信号的频谱中的目标频率成分。

3. 根据权利要求1或权利要求2所述的雷达测量装置,其特征在于以下中的至少一个:

-所述雷达测量装置被设计为将装置专用校正应用于所述中频信号,所述装置专用校正被设置为考虑所述雷达测量装置的装置专用传送行为;

-所述雷达测量装置被设计为将装置专用校正应用于所述中频信号,所述装置专用校正被设置为考虑所述雷达测量装置的装置专用传送行为,其中,所述装置专用校正可借助于对参考目标的参考测量而确定;

-所述雷达测量装置被设计为将装置专用校正应用于所述中频信号,其中,为了产生所述装置专用校正,在雷达测量装置和雷达目标之间的发送路径被划分为非频散加载的路径部分和频散加载的路径部分。

4. 根据权利要求1至3中的一项所述的雷达测量装置,其特征在于,所述相位校正依赖于距所述介质的表面的距离或距所述管道或管中的另外的雷达目标的距离。

5. 根据权利要求4所述的雷达测量装置,其特征在于以下中的至少一个:

-所述雷达接收单元被设计为基于距所述介质的表面的距离的估计值或距所述管道或管中的另外的雷达目标的距离的估计值而确定所述相位校正;

-所述雷达接收单元被设计为在所述相位校正的第一次确定的情况下为距所述介质的表面的距离或距所述管道或管中的另外的雷达目标的距离使用估计值;

-所述雷达接收单元被设计为在所述相位校正的第一次确定的情况下为距所述介质的表面的距离或距所述管道或管中的另外的雷达目标的距离使用估计值,并且然后将这样确定的所述相位校正应用于所述中频信号。

6. 根据权利要求5所述的雷达测量装置,其特征在于以下中的至少一个:

-所述雷达测量单元被设计为通过评估原始的、非相位校正的所述中频信号的目标频率成分来确定所述估计值;

-所述雷达测量单元被设计为周期地或循环地确定距所述介质的表面的距离或距所述管道中的另外的雷达目标的距离,并且从先前确定的所述距离的值得出然后用作确定所述相位校正的基础的所述距离的估计值。

7. 根据权利要求4至6中的一项所述的雷达测量装置,其特征在于,所述雷达接收单元被设计为借助于迭代方法相互依赖地确定依赖于距离的所述相位校正、和相位校正依赖的距所述介质的表面的距离或距所述管道或管中的另外的雷达目标的距离。

8. 根据权利要求4至7中的一项所述的雷达测量装置,其特征在于,所述雷达接收单元被设计为交替地和相互依赖地执行如下两个步骤:

-基于新确定的距离值新确定所述相位校正并且然后将所述新确定的相位校正应用于所述中频信号,和

-基于在所述新确定的相位校正的中频信号中的目标频率成分的分析新确定所述距离的值。

9. 根据权利要求4至8中的一项所述的雷达测量装置,其特征在于,所述雷达接收单元被设计为迭代地、相互依赖地确定相位校正和距离直到相位校正以及距离两者都被确定在预定的精度内为止。

10. 根据权利要求1至9中的一项所述的雷达测量装置,其特征在于以下中的至少一个:

-所述相位校正包括频散依赖的项,所述频散依赖的项被设计为减少或去除在所述中频信号的相位中的所述频散依赖的相位部分;

-所述相位校正包括频散依赖的项,所述频散依赖的项被设计为减少或去除在所述中频信号的相位中的所述频散依赖的相位部分,其中,所述频散依赖的项具有以下形式的相位校正:

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

其中,R是距所述介质的表面的距离或距所述管道中的另外的雷达目标的距离,其中,c是光在空气中的速度,其中,f₀是频率斜坡的起始频率并且S是所述雷达发送信号的频率斜坡的斜率,并且其中, \hat{f}_c 是所述管道或管中的主导模式的截止频率;

-被添加以所述相位校正的非频散作用依赖的相位部分随时间线性地上升;

-被添加以所述相位校正的所述非频散作用依赖的相位部分依赖于距所述介质的表面的距离或距所述管道或管中的另外的雷达目标的距离;

-所述相位校正包括非频散依赖的项,所述非频散依赖的项被设计为将所述非频散作用依赖的相位部分添加到所述中频信号的相位,其中,所述非频散作用依赖的相位部分随

着时间线性地上升；

-所述相位校正包括非频散依赖的项，所述非频散依赖的项被设计为将所述非频散作用依赖的相位部分添加到所述中频信号的相位，其中，所述非频散作用依赖的相位部分依赖于距所述介质的表面的距离或距所述管道或管中的另外的雷达目标的距离；

-所述相位校正包括非频散依赖的项，所述非频散依赖的项被设计为将所述非频散作用依赖的相位部分添加到所述中频信号的相位，其中，所述相位校正的所述非频散依赖的项具有如下形式：

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

其中，R是距所述介质的表面的距离或距所述管道或管中的另外的雷达目标的距离，其中，S是所述雷达发送信号的频率斜坡的斜率，并且其中， v_{const} 是可自由确定的雷达发送信号传播速度。

11. 根据权利要求1至10中的一项所述的雷达测量装置，其特征在于，所述雷达测量装置被设计为将以下操作中的一个或多个应用于所述中频信号：

- 从所述中频信号去除直流部分；
- 借助于希尔伯特变换将所述中频信号变换成复数信号；
- 执行所述中频信号的傅里叶变换用于产生所述中频信号的频谱；
- 确定相关的目标频率成分，所述目标频率成分与距所述介质的表面的距离或距所述管道或管中的另外的雷达目标的距离对应；
- 设立用于相关目标频率成分的带通滤波，其中，所述带通滤波被设计为使所述相关的目标频率成分通过并且抑制其它的目标频率成分；
- 带通滤波所述中频信号的频谱并且产生带通滤波的频谱；
- 执行带通滤波的频谱的傅里叶逆变换并且产生净化的中频信号；
- 确定所述净化的中频信号的相位中的相位斜率。

12. 根据权利要求1至11中的一项所述的雷达测量装置，其特征在于，所述雷达测量装置被设计为将以下操作中的一个或多个应用于所述中频信号：

- 确定所述净化的中频信号的相位中的相位斜率；
- 从所述净化的中频信号的相位中的所述相位斜率确定距所述介质的表面的距离或距所述管道或管中的另外的雷达目标的距离；
- 基于所述新确定的距离来新确定所述相位校正；
- 将所述新确定的相位校正应用于所述净化的中频信号。

13. 根据权利要求1至12中的一项所述的雷达测量装置，其特征在于以下中的至少一个：

- 雷达信号在所述管道或管中的传播基本上根据主导模式发生；
- 模式 TE_{01} 被表示为对于所述雷达信号在所述管道或管中的传播的主导模式。

14. 根据权利要求1至12中的一项所述的雷达测量装置，其特征在于以下中的至少一个：

- 雷达信号在所述管道或管中的传播根据多个不同的模式发生；
- 雷达信号在所述管道或管中的传播根据多个不同的模式发生，并且所述相位校正被

设计为为每个模式减少或去除由这个模式产生的在所述中频信号的相位中的频散依赖的相位部分；

-雷达信号在所述管道或管中的传播根据多个不同的模式发生,并且所述相位校正被设计为将随着时间线性上升的非频散作用依赖的项添加到所述相位。

15. 根据权利要求1至14中的一项所述的雷达测量装置,其特征在于以下中的至少一个:

-所述介质是液体或大块物品;

-所述管道或管是测深管或旁路管;

-所述雷达接收单元被设计为从距所述介质的表面的距离确定所述管道或管中的介质的填充水平面;

-所述雷达测量装置被实例化为现场装置,所述现场装置可经由现场总线与控制单元连接;

-所述雷达测量装置是用于过程自动化的填充水平面测量装置。

16. 一种用于借助于雷达测量装置(104,111)来确定距介质(101,108)的表面的距离或距管道或管(102,107)中的另外的雷达目标的距离的方法,所述雷达测量装置根据FMCW雷达的原理工作,其中,所述方法包括:

-在所述管道或管(102,107)内发送雷达发送信号(213),其中,所述雷达发送信号(213)根据FMCW原理频率调制;

-接收在所述介质(101,108)的表面或所述管道或管(102,107)中的其它雷达目标上反射回到所述雷达测量装置(104,111)的雷达接收信号;

-将所述雷达接收信号与所述雷达发送信号(213)或从其得出的信号混合并且产生中频信号(211);

-将相位校正应用于所述中频信号(211)的相位并且产生相位校正的中频信号,其中,一方面,所述相位校正减少或消除在所述中频信号(211)的相位中的频散依赖的相位部分,并且另一方面,将非频散作用依赖的相位部分添加到所述中频信号(211)的相位;

-确定包含在所述相位校正的中频信号中的目标频率成分(501)并且基于所述目标频率成分(501)确定距所述介质(101,108)的表面或距所述管道或管(102,107)中的另外的雷达目标的距离。

17. 根据权利要求16所述的方法,其特征在于以下中的至少一个:

-从所述中频信号去除直流部分;

-借助于希尔伯特变换将所述中频信号变换成复数信号;

-执行傅里叶变换用于产生所述中频信号的频谱;

-检测在所述中频信号的频谱中的目标频率成分。

18. 根据权利要求16或权利要求17所述的方法,其特征在于,所述相位校正依赖于距所述介质的表面的距离或距所述管道中的另外的雷达目标的距离。

19. 根据权利要求18所述的方法,其特征在于以下中的至少一个:

-基于距所述介质的表面的距离的估计值或距所述管道或管中的另外的雷达目标的距离的估计值确定所述相位校正;

-当第一次确定所述相位校正时,使用对于距所述介质的表面的距离或距所述管道或

管中的另外的雷达目标的距离的估计值；

-当第一次确定所述相位校正时,使用对于距所述介质的表面的距离或距所述管道或管中的另外的雷达目标的距离的估计值,并且然后将这样确定的所述相位校正应用于所述中频信号。

20.根据权利要求18或权利要求19所述的方法,其特征在于,依赖于距离的所述相位校正、和所述相位校正依赖的距所述介质的表面的距离或距所述管道或管中的另外的雷达目标的距离借助于迭代方法被相互依赖地确定。

21.根据权利要求18至20中的一项所述的方法,其特征在于,交替的和相互依赖的两个步骤可如下执行:

-基于新确定的距离值来新确定所述相位校正并且然后将所述新确定的相位校正应用于所述中频信号,和

-基于在所述新确定的、相位校正的、中频信号中的目标频率成分的分析来新确定所述距离的值。

管道或管中的FMCW雷达的频散校正

技术领域

[0001] 本发明涉及一种雷达测量装置,其用于确定距管道或管中的介质的表面或距管道或管中的另外的雷达目标的距离,如此雷达测量装置限定在权利要求1的前序部分中。此外,本发明涉及一种用于借助于根据FMCW雷达的原理工作的雷达测量装置来确定距管道或管中的介质的表面的距离或距管道或管中的另外的雷达目标的距离的方法。

背景技术

[0002] 在过程自动化技术中,常常应用现场装置,其用于记录和/或影响过程变量。这样的现场装置的实例是填充水平面测量装置、质量流量测量装置、压力和温度测量装置等,其作为传感器记录相应的过程变量:分别地填充水平面、流量、压力和温度。

[0003] 原则上,靠近过程应用并且传递、或处理过程相关信息的所有装置被称为现场装置。

[0004] 大量的这样的现场装置由Endress和Hauser公司制造和销售。

[0005] 在基于FMCW雷达的雷达测量装置的帮助的情况下能够准确地测量储存器或容器中的填充水平面。然而,在管道或管中的雷达测量的情况下,特殊的效果发生,因为管道或管对于雷达波用作中空导体。雷达波的传播在中空导体中是不同的。

发明内容

[0006] 因此,本发明的目的是借助于管道或管中的雷达以改进距离测量的精度。

[0007] 这个目的通过在权利要求1和16中提出的特征实现。

[0008] 本发明的有利的进一步的演变在从属权利要求中给出。

[0009] 用于确定距管道或管中的介质的表面的距离或距管道或管中的另外的雷达目标的距离的雷达测量装置根据FMCW原理工作并且包括:雷达发送单元,该雷达发送单元被设计为产生根据FMCW原理频率调制的雷达发送信号;和雷达接收单元,该雷达接收单元被设计为接收在管道或管中的介质的表面或其他雷达目标上反射回的雷达接收信号,以将雷达接收信号通过使其与雷达发送信号或从其得出的信号混合来转换成中频信号,并且基于这样获得的中频信号来确定距管道或管中的介质的表面或距管道或管中的其它雷达目标的距离。雷达接收单元被设计为将相位校正应用于中频信号的相位和产生相位校正的中频信号,其中相位校正被设计为减少或去除中频信号的相位中的依赖于频散的相位部分和添加不依赖于频散作用的相位部分。雷达接收单元被设计为基于相位校正的中频信号来确定中频信号中的目标频率成分和基于目标频率成分来确定距管道或管中的介质的表面的距离或距管道或管中的另外的雷达目标的距离。

[0010] 通过应用相位校正,作为频散的结果出现在管道或管中的波传播的情况下的作用被减少或消除,而补充地,随着时间线性地上升的非频散相位部分被添加相位校正。由于相位校正,能够比先前更好地或更准确地评估包含在中频信号中的目标频率成分。尤其是,相位校正防止在中频信号的频谱中的不同频率峰部彼此加宽和远离。频率峰部更尖锐并且能

够被更准确地评估。

附图说明

[0011] 现在将基于附图中列出的许多实施例的实例更加详细地解释本发明,其图形示出为如下:

[0012] 图1A带有测深管和用于在测深管中执行填充水平面测量的雷达测量装置的容器;

[0013] 图1B带有布置在容器外部的旁路管和用于在旁路管中执行填充水平面测量的雷达测量装置的容器;

[0014] 图2A根据FMCW原理的距离传感器工作的框图;

[0015] 图2B用于发送和接收信号的、作为时间的函数的频率;

[0016] 图3作为对于在管道或管中的某些模式的频率的函数的传播速度;

[0017] 图4用于对于在管道或管中的填充水平面测量的迭代频散校正的第一方法;

[0018] 图5在频散校正的应用之前的频谱与在频散校正的应用之后的频谱的比较;

[0019] 图6用于对于在管或管道中的填充水平面测量的迭代频散校正的第二方法;并且

[0020] 图7作为在频散校正的应用之前和之后的带通滤波时间信号的函数的相位。

具体实施方式

[0021] 借助于雷达在管道或管中的填充水平面测量的原理

[0022] 图1A示出部分填充有介质101的容器100。所布置在容器100中的是伸入介质101的竖直的测深管102。介质101能够是例如液体;然而,其也能够是可流动的大块物品。测深管102在其下端处敞开。而且,测深管102的壁部包括许多窗口103,使得在测深管102的内部中的介质101的填充水平面与在测深管102的外部的介质101的填充水平面一致。另一方面,测深管102提供给在容器100中的安静的移动的介质101。因此,测深管102用作“碎波器”。而且,测深管102能够应用于确定介质101的填充水平面。更早应用于这些的是机械方法,而今天填充水平面测量借助于雷达在测深管102内执行。为此,雷达测量装置104放置在测深管102的上端。雷达测量装置104包括雷达发送单元,该雷达发送单元产生雷达发送信号并且经由波导过渡105耦合输入测深管102。发送的雷达信号在介质101的表面上在测深管102内反射并且返回到雷达测量装置104。雷达测量装置104包括雷达接收单元,该雷达接收单元接收并且评估反射回的雷达信号。然后基于雷达接收的信号,能够确定介质101的填充水平面。

[0023] 测深管102的使用提供了在容器100中的填充水平面测量的一系列优点。因此,测深管102的壁部保证,即使在容器100内的介质101的强扰动表面的情况下,在测深管102内的表面保持比较安静。而且,当泡沫形成发生在容器内时,泡沫几乎不影响在测深管102中的测量。在填充水平面测量应该在比较小的容器内执行的情况下,通常在容器内没有足够的空间可用于雷达测量装置。相反,对于具有比较小直径的测深管,有存在的足够的空间。然后,雷达测量装置能够放置在容器的外部。进一步的优点在于雷达波通过测深管102集中在比较小的区域上。这样,获得更强的反射信号。当介质101是具有比较弱的反射特性的、具有小的介电常数的液体时,这是特别地有利的。在测深管的应用的情况下,获得即使对于这样的液体的足够强度的反射的信号。当介质是有毒的或危险的化合物时,测深管的应用也

提供了优点。当雷达测量装置104必须移除时,测深管102实现密封容器100的附加的球阀的安装。在这样的情况下,容器100不必须在雷达测量装置104分离之前排空。

[0024] 优选地,根据FMCW(频率调制连续波)原理的雷达测量被执行用于确定填充水平面。

[0025] 图1B示出实施例的进一步的实例,在其情况下,借助于安装在容器106外部的旁路管107确定在容器106中的填充水平面。容器106部分填充有介质108,例如液体或可流动的大块物品。旁路管107通过将竖直管布置在容器106的外部形成,该竖直管经由下连接管109并且经由上连接管110与容器106连接。结果,旁路管107部分填充有介质108,其中在旁路管107内的介质108的填充水平面与在容器106中的介质108的填充水平面一致。借助于雷达在旁路管107内执行填充水平面测量。为此,雷达测量装置111放置在旁路管107的上端上。雷达测量装置111包括雷达发送单元,该雷达发送单元产生雷达发送信号并且将其耦合输入旁路管107。雷达发送信号在旁路管107内传播到介质108的表面并且在介质108的表面上反射回到雷达测量装置111。雷达测量装置111包括雷达接收单元,该雷达接收单元接收和评估在介质108的表面上反射的雷达信号。基于雷达接收的信号,然后能够确定旁路管107中的介质108的填充水平面,并且因而也确定容器106中的介质108的填充水平面。

[0026] 优选地,根据FMCW(频率调制的连续波)原理的雷达测量被执行用于确定填充水平面。

[0027] 借助于根据FMCW原理的雷达的距离测量

[0028] 在借助于根据FMCW(频率调制的连续波)的雷达的距离测量的情况下,频率调制的雷达信号以连续波操作发送并且在各个目标上反射。反射的信号由距离传感器接收和评估。

[0029] 图2A示出根据FMCW原理的距离传感器工作的框图。距离传感器的发送分支包括信号发生器200,该信号发生器200产生频率调制的信号。由信号发生器200产生的信号经由信号的频率被乘以预定的系数的频率倍增级201前进到放大器202。那里,信号被放大进而馈送到发送端口203。频率调制的、雷达发送信号经由发送端口203发射。

[0030] 图2B示出产生为时间的函数的发送信号213的频率。应该注意的是,发送信号213的频率交替地线性上升进而下降。在第一调制时段长度 T_0 期间,发送信号的频率从频率 f_0 线性增加到频率 $f_0 + \Delta f_0$,其中,变量 Δf_0 被称作扫频。在其接着的第二调制时段长度 T_0 期间,频率能够从 $f_0 + \Delta f_0$ 线性下降回 f_0 ,在这样的情况下,会导致三角的波形。如图2B所示,对于三角形曲线替代地,发送信号的频率也能够具有锯齿形的频率曲线。

[0031] 发送的发送信号213的频率 $f_s(t)$ 以斜率 S 作为时间的函数上升:

$$[0032] \quad f_s(t) = f_0 + S \cdot t \quad (1)$$

[0033] 斜率 S 通过扫频 Δf_0 和调制时段长度 T_0 固定:

$$[0034] \quad S = \frac{\Delta f_0}{T_0} \quad (2)$$

[0035] 雷达发送信号的频率位于例如4GHz到100GHz的范围中。扫频 Δf_0 能够是例如许多GHz。例如,调制时段长度能够从位于例如在0.1ms和5ms之间的范围选择。这些数据仅用于示出典型的数量级。位于这些范围外部的解决方案也是可以的。

[0036] 如图2A所示,发射的发送信号的部分被定位在距距离传感器距离 R 的目标204反射

回距离传感器。雷达信号要求传播时间 τ 用于从发送端口203到目标204并且返回到接收端口205的路径。

[0037] 反射的信号由距离传感器的接收端口205接收并且馈送到接收混合器206。在接收混合器206中,接收的信号与瞬时发送的发送信号混合。这样产生的混合器信号207被抑制高于极限频率的频率成分的采样低通滤波器208滤波。采样低通滤波器208限制在数字化之前的混合器信号207的带宽。而且,极限频率设立最大距离 R_{\max} 。低通滤波的中频信号209被模拟-数字转换器210采样和数字化。这样获得的数字化的中频信号211包含在其每个情况下能够确定关联的目标距离的一个或多个目标的目标频率成分。数字化的中频信号211被馈送到用于评估的数字信号处理单元212,以确定包含在中频信号中的频率成分。

[0038] 优选地,数字信号处理单元212执行样本值的傅里叶变换(快速傅里叶变换,FFT),其中然后距离能够直接地从傅里叶频谱的峰部的位置确定。

[0039] 在图2A中示出的类型的距离传感器能够应用为例如在过程测量技术中的填充水平面测量装置,以确定距容器中的液体或大块物品的表面的距离。

[0040] 在自由场情况中的信号传播

[0041] 当发送信号213自由地发射(所谓的“自由场情况”)时,然后信号以光速 c 传播。发射的发送信号的部分被目标204反射回距离传感器。

[0042] 对于自由场情况,信号要求其用于从发送单元到目标204并且返回接收单元的传播时间 τ ,能够表示为如下:

$$[0043] \quad \tau = \frac{2 \cdot R}{c} \quad (3)$$

[0044] 在这样的情况下, R 是距目标的距离,并且 c 是光在空气中的速度。光在空气中的速度 c 经由关系式 $c = \frac{c_0}{\sqrt{\epsilon_r}}$ 依赖于光在真空中的速度 c_0 ,其中 ϵ_r 是空气的介电常数。

[0045] 在被雷达信号要求的传播时间 τ 期间,由信号发生器产生的发送信号213持续上升,使得瞬时发射的发送信号的频率大于接收信号的频率。在图2B中以虚线示出延迟传播时间 τ 的对于自由场情况的接收信号214。

[0046] 由于雷达信号的传播时间 τ ,频率差异发生在对于传播时间 τ 的发送信号和接收信号特征之间,并且这个频率差异被称为目标频率 f_{Ziel} 。对于自由场情况,目标频率 f_{Ziel} 能够从发送信号的斜率 S 和传播时间 τ 得出。对于自由场情况,目标频率 f_{Ziel} 那么是

$$[0047] \quad f_{Ziel} = S \cdot \tau = S \cdot \frac{2 \cdot R}{c} \quad (4)$$

[0048] 因为变量 S 和 c 是常数,导致自由场情况在目标频率 f_{Ziel} 和距目标的关联的距离 R 之间的正比例。因此,距目标的距离 R 能够直接地从目标频率 f_{Ziel} 得出。

[0049] 在管道或管中的信号传播

[0050] 在管道或管中的雷达信号的传播与在自由场中雷达信号的传播显著地不同,因为管的壁部限制和引导波传播。管道或管对于雷达信号用作圆的、中空的导体。

[0051] 考虑圆的、中空的导体的条件,能够从Maxwell方程确立对于在圆的、中空的导体中的波传播的差分方程。这个差分方程的解是描述在圆的、中空导体中的雷达信号的传播

的Bessel函数。

[0052] 在这样的情况下,不同的模式对于在圆的、中空的导体中的信号传播产生。被称作模式的是能够在中空导体中传播的某些电和磁场配置。根本地,存在在中空导体中的两个不同类型的模式:TE_{m,n}模式(横向电)和TM_{m,n}模式(横向磁)。在TE_{m,n}模式的情况下,电场向量定向为与波的传播方向垂直。在TM_{m,n}模式的情况下,磁场向量定向为与波的传播方向垂直。

[0053] 在中空导体中的电磁波的传播特性在于,当电磁波的频率处在高于限定的截止频率 f_c 时,电磁波仅能够在中空的导体中传播。对于具有低于这个特征截止频率 f_c 的频率的电磁波,没有波传播能够在中空的导体中。截止频率 f_c 对于每个模式是不同的并且能够为每个情况计算。

[0054] 对于TE模式TE_{m,n},关联的截止频率 $f_{c,mn}$ 是:

$$[0055] \quad f_{c,mn} = \frac{c \cdot \chi'_{mn}}{\pi \cdot D} \quad (5)$$

[0056] 在这个方程中, χ'_{mn} 是第 m 个Bessel函数 $J_m(x)$ 的导数的第 n 个零点位置, c 是光在空气中的速度,并且 D 是圆的、中空导体(因此管道或管)的直径。

[0057] 对于TM模式TM_{m,n},关联的截止频率 $f_{c,mn}$ 是:

$$[0058] \quad f_{c,mn} = \frac{c \cdot \chi_{mn}}{\pi \cdot D} \quad (6)$$

[0059] 在这个方程中, χ_{mn} 是第 m 个Bessel函数 $J_m(x)$ 的第 n 个零点位置, c 是光在空气中的速度,并且 D 是圆的、中空导体(因此管道或管)的直径。

[0060] 在自由场情况下,雷达波以光在空气中的速度 c 传播。在自由场情况下,传播速度因此不依赖于雷达信号的频率。

[0061] 在中空导体中,单独模式以各自的群速度 v_g 传播,其依赖于光在空气中的速度 c 和系数 $\beta_{rel,mn}$:

$$[0062] \quad v_g = c \cdot \beta_{rel,mn} \quad (7)$$

[0063] 系数 $\beta_{rel,mn}$ 是如下:

$$[0064] \quad \beta_{rel,mn} = \sqrt{1 - \left(\frac{f_{c,mn}}{f} \right)^2} \quad (8)$$

[0065] 在这样的情况下, $f_{c,mn}$ 是各个模式的截止频率,并且 f 是雷达信号的频率。系数 $\beta_{rel,mn}$ 具有在0和1之间的范围的值。

[0066] 因此,在中空导体中的模式的群速度 v_g 能够表示为如下:

$$[0067] \quad v_g = c \cdot \sqrt{1 - \left(\frac{f_{c,mn}}{f} \right)^2} \quad (9)$$

[0068] 对于将雷达信号耦合输入管道的天线结构优选地如此设计使得能量仅基本地应用于激励单个模式。因为每个模式具有不同的传播行为,所以想要防止形成在管道或管中的雷达测量的许多不同的模式。由彼此叠加的不同的模式的不同的传播时间产生的虚假的或模糊的回波否则将会发生。特别有利地是模式TE₀₁的激励,因为这个模式的场配置特别好地适合于在管道或管中的传播。

[0069] 现在将讨论该情况,其中实质上仅单个模式被激发达到任何显著地程度。后面将讨论该模式,其中激励能量在许多不同的模式中分配,每个模式以不同的传播行为传播。当采取多模态频散时,这样的情况在后面更具体的讨论。

[0070] 为了示出在中空导体中的雷达信号的传播行为,在中空导体中的群速度 v_g 在图3中绘制为频率的函数。在图3的水平轴线上示出的是某些模式的截止频率 $f_{c,mn}$ 。对于低于这个截止频率的频率,没有波传播能够在中空的导体中。在中空导体中的波传播在截止频率 $f_{c,mn}$ 处开始。在上升的频率的情况下,群速度 v_g 在中空的导体中增加并且越来越接近光在空气中的速度 c 。

[0071] 图3示出在中空导体中的群速度 v_g ,因此,在中空导体中的雷达信号的传播速度具有对雷达信号的频率的强依赖性。不同频率的雷达信号成分以不同的速度在中空导体中传播。

[0072] 在管道或管中的填充水平面测量的情况下,根据FMCW雷达的原理,频率调制的雷达信号被耦合到管道或管中。因为耦合的FMCW雷达信号的频率与在图2B中示出的斜坡一致的变化,所以雷达信号的传播速度也变化。不同的传播速度引起反射的雷达信号的轮廓不清和发散,这必须由雷达测量装置评估。传播速度的频率依赖性被称为频散。由这个依赖频率的传播速度引起的作用、特别是反射的信号的轮廓不清和发散被称为频散作用。在下面,现在将导出对于这些频散作用的校正。

[0073] 由频散引起的中频信号中的相位作用

[0074] 呈频率斜坡形式的FMCW雷达的被发送的发送信号能够通过其瞬时频率 $f_s(t)$ 描述为方程(1):

$$[0075] \quad f_s(t) = f_0 + S \cdot t \quad (1)$$

[0076] 在这样的情况下, f_0 是开始频率并且 S 是频率斜坡的斜率。频率在开始频率 f_0 处以斜率 S 线性地上升。斜率 S 通过扫频 Δf_0 和调制时段长度 T_0 与方程(2)对应的被确立:

$$[0077] \quad S = \frac{\Delta f_0}{T_0} \quad (2)$$

[0078] 通常,发送信号能够由其瞬时相位 $\varphi_s(t)$ 定义:

$$[0079] \quad s(t) = \cos(\varphi_s(t)) \quad (10)$$

[0080] 瞬时相位 $\varphi_s(t)$ 能够通过将瞬时频率 $f_s(t)$ 积分来计算:

$$[0081] \quad \varphi_s(t) = 2\pi \int_0^t f_s(\bar{t}) d\bar{t} = 2\pi f_0 t + \pi S t^2 + \varphi_{s,0} \quad (11)$$

[0082] 发送信号在管道或管内传播到雷达目标。雷达目标能够例如是液体或大块物品的表面。发送信号在距离 R 处的这个雷达目标上反射并且然后传播回雷达测量装置。这样,由于线性增加的斜坡行为引起的依赖频率的延迟时间 $\tau(f)$ 结果,也能够以简单的方式写作时间 t 的函数:

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

$$[0083] \quad = \frac{2 \cdot R}{c \cdot \sqrt{1 - \left(\frac{f_{c,mn}}{f_s(t)}\right)^2}}$$

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

[0084] 接收的信号是:

$$[0085] \quad e(t) = \cos(\varphi_e(t)) \quad (13)$$

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

$$[0086] \quad = 2\pi \int_0^t f_0 + S \cdot (\bar{t} - \tau(\bar{t})) d\bar{t}$$

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

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

[0087] 为了产生中频信号,发送信号与接收信号在图2A中示出的接收混合器206中混合,这样以便产生中频信号。滤波的中频信号(假设理想的混合器)反映发送信号的相位 $\varphi_s(t)$ 和接收信号的相位 $\varphi_e(t)$ 之间的相位差。因此,发送信号和接收信号的混合导致中频信号可以下列方式表示:

$$[0088] \quad z(t) = \cos(\varphi_z(t)) \quad (15)$$

$$\begin{aligned}
\varphi_z(t) &= \varphi_s(t) - \varphi_e(t) & (16) \\
&= 2\pi S \cdot \int_0^t \tau(\bar{t}) d\bar{t} + \Delta\varphi \\
&= 2\pi \frac{2SR}{c} \cdot \int_0^t \frac{1}{\beta_{rel}(f_0 + S \cdot \bar{t})} d\bar{t} + \Delta\varphi \\
[0089] \quad &= 2\pi \frac{2R}{c} \frac{(f_0 + f_c + St)(f_0 - f_c + St)}{(f_0 + St) \sqrt{\frac{f_0^2 + 2f_0St + S^2t^2 - f_c^2}{(f_0 + St)^2}}} \Bigg|_{t=0}^t + \Delta\varphi \\
&= 2\pi \frac{2R}{c} \cdot \sqrt{(f_0 + St)^2 - f_c^2} \Bigg|_{t=0}^t + \Delta\varphi \\
&= 2\pi \frac{2R}{c} \cdot \left(\sqrt{(f_0 + St)^2 - f_c^2} - \sqrt{f_0^2 - f_c^2} \right) + \Delta\varphi
\end{aligned}$$

[0090] 这个方程将如由群速度的频率依赖性所引起的对于中频信号的相位的频散作用汇集。在这样的情况下,所有时间独立的相位贡献合并起始相位 $\Delta\varphi$ 中。

[0091] 确定起始相位 $\Delta\varphi$

[0092] 对于中频信号的相位 $\varphi_z(t)$ 的所有时间独立的相位贡献合并起始相位 $\Delta\varphi$ 中。如下确定起始相位 $\Delta\varphi$ 。起始相位 $\Delta\varphi$ 能够从在及时时刻 $t=0$ 处的发送信号的相位 $\varphi_s(t)$ 和接收信号的相位 $\varphi_e(t)$ 的相位差估计。

[0093] 发送信号的相位 $\varphi_s(t)$ 能够与方程(11)对应地写为:

$$[0094] \quad \varphi_s(t) = 2\pi \int_0^t f_s(\bar{t}) d\bar{t} = 2\pi f_0 t + \pi S t^2 + \varphi_{s,0} \quad (11)$$

[0095] 关于接收信号的相位 $\varphi_e(t)$, 执行估计用于确定起始相位 $\Delta\varphi$ 。为了确定起始相位 $\Delta\varphi$, 假定传播时间 τ 是常数并且不依赖于频率。为了确定开始频率 $\Delta\varphi$, 因为作为在自由场的情况下, 所以忽略频散。这个方法被严格地采用, 对于管道或管不正确, 因为在管道或管中, 传播速度和与其传播时间 τ 同样依赖于雷达信号的频率。然而在其中设定频率独立的、常数的传播时间 τ 的情况下, 以下表达式能够用于估计中频的起始相位 $\Delta\varphi$:

$$\begin{aligned}
\varphi_e(t) &= \varphi_s(t - \tau) & (17) \\
[0096] \quad &= 2\pi f_0(t - \tau) + \pi S(t - \tau)^2 + \varphi_{s,0} \\
&= 2\pi f_0 t - 2\pi f_0 \tau + \pi S t^2 + \pi S \tau^2 - 2\pi S t \tau + \varphi_{s,0}
\end{aligned}$$

[0097] 对于起始相位 $\Delta\varphi$, 那么导致:

$$\begin{aligned}
[0098] \quad \Delta\varphi &= \varphi_s(0) - \varphi_e(0) = & (18) \\
&= 2\pi f_0 \tau(0) + \pi S \tau^2(0)
\end{aligned}$$

[0099] 相应地, 方程(12)对于 $\tau(0)$ 变成:

$$[0100] \quad \tau(0) = \frac{2 \cdot R}{c \cdot \beta_{\text{rel}}(f_0)} \quad (19)$$

[0101] 此外,起始相位 $\varphi_z(0)$ 变成:

$$[0102] \quad \varphi_z(0) = \Delta\varphi = 2\pi f_0 \frac{2R}{c \cdot \beta_{\text{rel}}(f_0)} + \pi S \left(\frac{2R}{c \cdot \beta_{\text{rel}}(f_0)} \right)^2 \text{ mod } 2\pi \quad (20)$$

[0103] 推导频散校正

[0104] 中频信号 $z(t)$ 在傅里叶变换后,可解释为雷达系统的距离响应。非线性相位导致在频谱范围中的轮廓模糊的目标响应中的傅里叶变换的情况。

[0105] 现在将列出用于评估带有频散影响的中频信号以及对其它误差源的关注的首选选项。

[0106] 在本发明的实施例的形式下,提供的是,在附加的评估之前做出对于相位的频散影响的校正。然后,例如,能够考虑离散傅里叶变换、相应地FFT用于评估,同时不再必须处理频谱范围中的相当大的加宽和轮廓模糊。

[0107] 为此,现在将推导附加的相位校正,其可应用于在执行离散傅里叶变换、相应地FFT之前的中频信号的相位。另一方面,相位校正具有减少、相应地消除由频散引起的与方程(16)对应的的相位的部分的目标。而且,相位增加、随着时间线性地上升,诸如将会发生在带有频率独立的、常数的群速度 v_{const} 的系统的情况下。在这样的情况下,中空导体的直径 D 、从其产生的相应的截止频率 f_c 达成关系。从测量的直径 D 推导的并且加载有测量不确定度的截止频率在下面表示为 \hat{f}_c 。在这样的情况下,以下相位校正产生:

$$[0108] \quad \varphi_{z,\text{corr}}(t) = 2\pi \frac{2R}{c} \cdot \left(\sqrt{(f_0 + St)^2 - \hat{f}_c^2} - \sqrt{f_0^2 - \hat{f}_c^2} \right) - 2\pi \frac{2RS}{v_{\text{const}}} \cdot t \quad (21)$$

[0109] 第一项

$$[0110] \quad 2\pi \frac{2R}{c} \cdot \left(\sqrt{(f_0 + St)^2 - \hat{f}_c^2} - \sqrt{f_0^2 - \hat{f}_c^2} \right) \quad (22)$$

[0111] 用于减少、相应地消除由频散引起的相位行为。

[0112] 第二项

$$[0113] \quad -2\pi \frac{2RS}{v_{\text{const}}} \cdot t \quad (23)$$

[0114] 用于将随着时间线性增加的相位添加,诸如会导致频率独立的、常数的群速度 v_{const} 的情况。频率独立的、常数的传播速度 v_{const} 能够在某些极限内自由地固定。例如, v_{const} 能够固定为在频率 f_0 下的群速度: $v_{\text{const}} = c \cdot \beta_{\text{rel}}(f_0)$, 或者 v_{const} 能够固定为光在空气中的速度 c : $v_{\text{const}} = c$ 。

[0115] 在距目标的距离 R 上的频散校正的依赖性

[0116] 方程(21)示出的是,相位校正的 $\varphi_{z,\text{corr}}(t)$ 第一项以及第二项两者都依赖于距目标的距离 R , 其在确定相位校正的及时时刻仍然未知。距目标的距离 R 仍然必须确定。

[0117] 尽管如此,为了能够执行由方程(21)描述的相位校正 $\varphi_{z,\text{corr}}(t)$, 存在不同的选项:

[0118] 第一选项是通过评估非频散校正的、由接收混合器206传送的中频信号来估计距

目标的距离R。如此获得的距目标估计的距离R确实是不准确的,然而,但是其能够考虑用于相位校正 $\varphi_{z,corr}(t)$ 的第一次确定。

[0119] 当容器的填充水平面以规定的时间间隔周期地确定时,第二选项能够用于估计距目标的距离。在这样的情况下,能够继续进行假设,填充水平面缓慢地并且连续地改变。因此,两个顺序确定地填充水平面测量值位于相对靠近彼此。在这样的情况下,更早的填充水平面测量值能够用作对于当前填充水平面测量值的估计。基于这个假设,更早的填充水平面测量值能够用作对于距目标的距离的估计值 $R_{estimated}$ 。

[0120] 距目标的距离R和相位校正 $\varphi_{z,corr}(t)$ 的迭代的、相互依赖的确定

[0121] 能够通过使用迭代方法来实现更高精度。再次在这样的情况下,距目标的距离的估计值用作为确定相位校正 $\varphi_{z,corr}(t)$ 的起始点。相位校正 $\varphi_{z,corr}(t)$ 被考虑用于中频信号的校正,并且从相位校正的中频信号开始,例如借助于FFT,能够确定距目标的距离R的改进的、更精确的值。在这个R的更准确的值的帮助的情况下,相位校正被确定新的并且考虑用于中频信号的校正。然后,这样获得的相位校正的中频信号能够也用于确定具有更好精度等的目标距离R。在这样的情况下,距目标的距离R和相位校正 $\varphi_{z,corr}(t)$ 能够相互交替、迭代地确定。在许多的迭代的过程中,距目标的距离R收敛到其真实值并且同样相位校正 $\varphi_{z,corr}(t)$ 变得总是更加准确,使得频散作用总是更好地被消除。通过这个迭代过程,即使在仅仅很少的迭代之后,获得距目标的距离R和相位校正 $\varphi_{z,corr}(t)$ 的非常准确的值。

[0122] 相位校正的中频信号的评估

[0123] 如果从测量的相位中减去相位校正项 $\varphi_{z,corr}(t)$,则保持理想地(在已知无故障的管或管道直径的情况下)随着时间线性上升、由方程(21)的第二项引起的相位。线性相位能够以傅里叶变换简单地评估:

$$\varphi_c(t) = \varphi_z(t) - \varphi_{z,corr}(t) \quad (24)$$

$$[0124] \quad = 2\pi \frac{2RS}{v_{const}} \cdot t$$

[0125] 这样,获得目标频率成分 f_{Ziel} :

$$[0126] \quad f_{Ziel} = \frac{\omega}{2\pi} = \frac{1}{2\pi} \frac{d}{dt} \varphi_c(t) = \frac{2RS}{v_{const}} \quad (25)$$

[0127] 然后,距目标的距离R能够从这样获得的目标频率成分得出:

$$[0128] \quad R = \frac{f_{Ziel} \cdot v_{const}}{2S} \quad (26)$$

[0129] 对于评估再次准确地是,使用已经在方程(21)中用于产生线性增加的第二相位项的传播速度 v_{const} 。因而,当已经设定 $v_{const} = c \cdot \beta_{rel}(f_0)$ 时,那么 $v_{const} = c \cdot \beta_{rel}(f_0)$ 再次也用于评估。当光速 c 用作 v_{const} , $v_{const} = c$ 时,那么 $v_{const} = c$ 也再次用于评估。

[0130] 通过相位校正没有改变起始相位 $\Phi_z(0)$

[0131] 基于方程(21),能够看到对于 $t=0$,起始相位 $\varphi_z(0)$ 没有被相位校正改变。因而,这个起始相位能够同样地从复数傅里叶变换在频谱范围(模 2π)中的幅值最大的位置处的结

果读出。因此,对于相位 $\varphi_z(0)$ 其保持进一步与方程(20)对应:

$$[0132] \quad \varphi_z(0) = 2\pi f_0 \frac{2R}{c \cdot \beta_{\text{rel}}(f_0)} + \pi S \left(\frac{2R}{c \cdot \beta_{\text{rel}}(f_0)} \right)^2 \bmod 2\pi \quad (20)$$

[0133] 频散校正的应用没有使中频信号的相位信息退化。而且,在对于相位的频散校正的应用后,相位信息仍能够在附加的信号评估的背景下使用。在这样的情况下,在执行相位校正之后,中频信号的幅值以及相位两者都能够用于进一步的评估。在这样的情况下,应该注意的是,相位对小的扰动明显地更不敏感的反应,同时幅值谱的单纯的评估已经示出在最大值的准确位置确定中的值得一提的偏差。

[0134] 用于确定距目标的距离和频散校正的方法的详细过程

[0135] 图4的流程图详细示出频散校正以及距目标的距离如何能够借助于迭代方法确定。用作起始点的是在图2A中示出的数字化的中频信号211。数字化的中频信号211是实数值时间信号。

[0136] 首先,在步骤400中,其也被称作“去直流”步骤,中频信号的直流部分被去除。这导致了具有不同频率成分、然而不再有直流部分的实时信号。这个信号在下一步骤401中经历希尔伯特变换。在希尔伯特变换的帮助的情况下,复数值的信号的实数部分和虚数部分能够彼此映射。在以下情况中,在步骤401中的希尔伯特变换用来为实数的中频信号产生关联的虚数部分,这样以便能够产生完整的、复数时间信号。然后,以下操作在这个复数值的时间信号上执行。

[0137] 在下面的可选步骤中,装置专用校正曲线应用于在混合级402中的信号。通过将装置专用校正曲线应用于信号,能够考虑相应的雷达测量装置的特定的发送特性。装置专用校正曲线在步骤403中产生并且记录雷达测量装置的传递行为,该雷达测量装置包括HF-模块、带有HF天线的模式变换器、以及各种连接电缆、线路部分和插头连接器。

[0138] 在下面,列出两个不同的选项用于示出如何能够记录和考虑雷达测量装置的这些装置专用特性。

[0139] 用于装置校正的第一选项:执行参考测量

[0140] 为了记录雷达测量装置的发送特性,利用公知的目标执行参考测量 $z_{\text{ref}}(t)$ 。在滤出所有的不期望的目标后,参考测量 $z_{\text{ref}}(t)$ 利用希尔伯特变换的辅助来升级为复数值的、分析信号。然后,参考目标响应的相位 $\angle H\{z_{\text{ref}}(t)\}$ 以及参考目标响应的幅值曲线 $|H\{z_{\text{ref}}(t)\}|$ 两者都能够从此得出。特别是,相位 $\angle H\{z_{\text{ref}}(t)\}$ 能够被考虑用于复数值的中频信号的装置专用校正:

$$[0141] \quad z_{\text{korrigiert}}(t) = \frac{H\{z_{\text{gemessen}}(t)\}}{e^{-j\angle H\{z_{\text{ref}}(t)\}}} \quad (27)$$

[0142] 这样,在参考测量 $z_{\text{ref}}(t)$ 的辅助的情况下,相应的测量系统的专用的、特殊的特性能够被考虑。在这样的情况下,其证明有利于专门执行相位、然而不是幅值的校正。如果要执行幅值的校正,那么由于在传递函数中的零点造成的问题可能出现;而且,在小的发送的区域中的噪声将会增加。然而,从参考测量确定的幅值曲线 $|H\{z_{\text{ref}}(t)\}|$ 能够用作在评估中的权系数。在这样的情况下,与更小的信噪比(SNR)对应的更少的发送系数幅值将导致测量值的更小的加权。

[0143] 对执行参考测量可替换地,现在将讨论用于执行装置专用校正的第二、稍微更简单的选项。

[0144] 用于装置校正的第二选项:将测量路径划分为非频散路径部分和频散路径部分

[0145] 在实际的雷达测量系统的情况下,雷达波当还在传感器内时传播总距离R的一部分,该雷达测量系统包括HF模块、模式变换器、天线、以及各种连接电缆、线路部分和插头连接器。在这个分段中,能够忽略波导频散作用,因为其比在管道或管中更弱。这个分段其特征在于,非频散传播行为参照 R_{non} 。在管道或管中传播总距离R的剩余部分,在其情况下,传播加载有频散。这个分段的发送路径参照 R_{disp} 。因而:

$$[0146] \quad R = R_{\text{non}} + R_{\text{disp}} \quad (28)$$

[0147] 延迟时间在经过完整的发送路径的情况下是:

$$[0148] \quad \tau(t) = \frac{2R_{\text{non}}}{c} + \frac{2R_{\text{disp}}}{c \cdot \beta_{\text{rel}}(f)} \quad (29)$$

[0149] 以此产生频散校正:

$$[0150] \quad \varphi_{z,\text{corr}}(t) = 2\pi \frac{2R_{\text{disp}}}{c} \cdot \left(\sqrt{(f_0 + St)^2 - \hat{f}_c^2} - \sqrt{f_0^2 - \hat{f}_c^2} \right) - 2\pi \frac{2R_{\text{disp}} \cdot S}{V_{\text{const}}} \cdot t \quad (30)$$

[0151] 此方程正好与方程(21)对应,其中使用频散加载的路径部分 $R_{\text{disp}} = R - R_{\text{non}}$ 代替R。

[0152] 通过将总测量路径划分为非频散路径部分和以频散为特征的路径部分,能够以简单方式考虑装置专用的、特殊的特征。

[0153] 在混合级402中执行装置专用校正后,频散校正被应用到在随即接着的混合级404中的中频信号。然后,在接着的三个步骤405、406、407中,确定距目标的距离R。在步骤405中,执行调节的、时间离散的中频信号的“加窗”。这意味着,复数值信号的值以窗函数加权,以便防止由观察窗的限制引起的不期望的效果。在步骤406中,执行快速傅里叶变换(FFT)。由于傅里叶变换,获得复数频谱,其具有对于包含在中频信号中的每个目标频率成分的频率峰部。在随即接着的步骤407中,检测频谱中的峰部。从这样获得的目标频率成分,然后得到距目标的距离R。在步骤408中,确定更多的迭代是否需要被执行用于准确的确定距目标的距离。当确定的距目标的距离不再经受显著的变化,就能够停止迭代。

[0154] 在执行另一个迭代的情况下,在步骤409中,在第n次迭代中确定的距目标的距离 R_n 用作对于频散校正的新的计算的起始点。获得与用于第n次迭代的方程(21)对应的、在混合级404中用于中频信号的相位校正的相位校正 $\varphi_{z,\text{corr},n}(t)$ 。这个相位校正能够写为:

$$[0155] \quad \varphi_c(t) = \varphi_z(t) - \varphi_{z,\text{corr},n}(t) \quad (31)$$

[0156] 在这样的情况下, $\varphi_z(t)$ 是在校正前中频信号的相位, $\varphi_{z,\text{corr},n}(t)$ 是在步骤409中确定的相位校正,并且 $\varphi_c(t)$ 是中频信号的校正的相位。

[0157] 对于以上描述可替换地,在其向中频信号的相位添加(分别地,从中频信号的相位减去)相位校正项的情况下,相位校正也能够以商的形式表示。在这样的情况下,复数值的测量的中频信号被除以复数值的校正信号,这样,以便获得相位校正的中频信号:

$$[0158] \quad \hat{z}_{\text{phasenkorriger},n}(t) = \operatorname{Re} \left\{ \frac{H\{z_{\text{gemessen}}(t)\}}{H\{z_{\text{corr},R_n}(t)\}} \right\} \quad (32)$$

[0159] 在这个方程中, $H\{z_{\text{gemessen}}(t)\}$ 是测量的实数的中频信号 $z_{\text{gemessen}}(t)$ 的希尔伯特变换。 $H\{z_{\text{corr},R_n}(t)\}$ 是在步骤409中基于距目标的距离 R_n 确定的校正信号 $z_{\text{corr},R_n}(t)$ 的希尔伯特变换。校正信号 $z_{\text{corr},R_n}(t)$ 被设计为消除中频信号中的频散作用并且用线性相位替代其。

[0160] 相位校正的中频信号 $\hat{z}_{\text{phasenkorriger},n}(t)$ 获得为 $H\{z_{\text{gemessen}}(t)\}$ 和 $H\{z_{\text{corr},R_n}(t)\}$ 的商的实数部分。在图4中示出的混合级404体现为执行这个复数值的商的形成并且因此产生相位校正的信号 $\hat{z}_{\text{phasenkorriger},n}(t)$ 。

[0161] 在图4中示出的迭代被执行直到距目标的距离 R 以及相位校正 $\varphi_{z,\text{corr}}(t)$ 两者都被充分准确地确定为止。因而, 在第一次迭代 ($n=1$) 中获得距目标的第一距离 R_1 , 然后其被考虑在步骤409中用于确定第一相位校正 $\varphi_{z,\text{corr},1}(t)$ 。通过将这个相位校正 $\varphi_{z,\text{corr},1}(t)$ 应用到中频信号, 产生相位校正的中频信号, 其评估提供稍微更准确的距目标的距离 R_2 。

[0162] 基于 R_2 , 在步骤409中, 还更准确的相位校正 $\varphi_{z,\text{corr},2}(t)$ 被确定并且应用到中频信号。基于这样的相位校正的中频信号, 能够确定第三、还更准确的目标的距离值 R_3 , 然后, 其又应用于确定相位校正 $\varphi_{z,\text{corr},3}(t)$ 等。

[0163] 迭代继续直到在步骤408中检测到确定的距目标的距离不再显著的改变为止。在这样的情况下, 距目标的距离以及相位校正两者都收敛到其最终值。用于终止迭代的条件稍微更准确地示出在下面伪代码中:

[0164] $R :=$ 起始值

[0165] DO

[0166] $s :=$ SimuliereDispersion(R);

[0167] $c :=$ real(Hilbert(messung)/Hilbert(s));

[0168] $R_n :=$ findPositionDesEntfernungMaximum(c);

[0169] $\text{delta} :=$ abs($R - R_n$);

[0170] $R := R_n$;

[0171] WHILE $\text{delta} > \text{epsilon}$

[0172] 只要在当前确定的距目标的距离和前一次迭代确定的距目标的距离之间的差异大于预定的 epsilon , 迭代就继续。只要预定的 epsilon 完成 (succeeded), 迭代就停止。这导致在步骤410中具有期望的精度距目标的距离以及频散校正。

[0173] 图5示出在执行迭代相位校正前后的中频信号的频谱。在执行相位校正之前, 由于频散作用, 属于距目标的距离 R 的频率峰部500被强烈地加宽和冲蚀。在执行相位校正后, 获得明显更窄的频率峰部501。可以辨认, 在迭代相位校正的辅助的情况下, 已经大大地减少频散作用。在急剧地限定频率峰部501的情况下, 距目标的距离 R 能够在高精度的情况下确

定。在执行频散校正之前的加宽的峰部500和在执行频散校正之后的尖峰501之间的比较示出的是,在管道或管中的填充水平面测量的精度明显地能够通过应用迭代相位校正而改进。

[0174] 可替换过程:借助于相位斜率方法的频散校正和距目标的距离的迭代确定

[0175] 图6示出用于迭代确定距目标的距离和相位校正的可替换方法。再次用作起始点的是在图2A中示出的数字化的中频信号211。数字化的中频信号211是时域中的实数信号。在步骤600中,其也被称为“去直流”步骤,首先移除数字化的中频信号211的直流部分。包含在中频信号中的不同的频率成分保持。然后,在步骤601中,在其与实数的中频信号关联的虚数部分被计算的情况下,执行希尔伯特变换。由于希尔伯特变换,获得在时域中的完整的、复数的中频信号。然后,这个复数值信号用作对于图6中示出的附加的操作的基础。

[0176] 在随即接着的可选步骤中,装置专用校正曲线被应用到在混合级602中的信号。在装置专用校正曲线的帮助的情况下,雷达测量装置的专用的、特殊的特征能够被考虑,其中由HF模块、模式变换器、天线、以及HF电缆、连接件和插头连接器产生的特征。在步骤603中,不同的选项可用于产生这个装置专用校正曲线并且已经连同图4的描述一起讨论。用于确定装置专用校正曲线的第一选项是执行对于已知目标的参考测量并且从这个参考测量得到装置专用相位响应。第二、稍微更简单的选项是将包括长度R的整个发送路径划分为非频散加载的路径部分 R_{non} 和频散加载的路径部分 R_{disp} : $R=R_{non}+R_{disp}$ 。这样,能够以更简单的方式模拟在发送路径开始处的HF模块、模式变换器以及天线的发送特性。

[0177] 在步骤604中,所谓的“加窗”,复数值的信号的值以窗函数加权。然后,加权的值用作在随即接着的步骤605中执行的快速傅里叶变换(FFT)的输入变量。由于快速傅里叶变换,获得中频信号的频谱。在随即接着的步骤606中,检测包含在这个频谱中的目标频率成分。在这样的情况下,在频谱中的每个频率峰部与雷达目标关联。在这样的情况下,对于填充水平面测量的特别关注是,由在液体、各个介质的表面上的雷达信号的反射引起的频率峰部。这个填充水平面测量相关的频率峰部在步骤606中辨别。

[0178] 在随即接着的步骤607中,然后,定义数字带通滤波,其被设计为使由介质的表面产生的频率峰部从频谱通过并且抑制其它的干扰频率峰部。为此,带通滤波的下限频率以及上限频率被如此固定使得由介质的表面产生的频率峰部位于带通滤波的通带内。位于低于带通滤波的下限频率或高于其上限频率的干扰的频率成分被滤出。由于在步骤607中执行的带通滤波,获得频谱,则其基本上仅包含单个频率峰部,即关于填充水平面测量的频率峰部,因而由在介质的表面上的反射产生的频率峰部。

[0179] 然后,这个带通滤波的频谱借助于傅里叶逆变换转换回时域。为此,在步骤608中,执行带通滤波的频谱的加窗。在这样的情况下,带通滤波的频谱的值以窗函数加权。然后,在步骤609中,执行快速傅里叶逆变换(IFFT)。由于快速傅里叶逆变换,获得复数时间信号,其基本上仅包含单个频率成分,即由于从介质的表面上的雷达信号的反射而产生的频率成分。在下一步骤610中,其也被称为“相位展开”步骤,相位从复数值时间曲线重建。因为复数值时间信号基本上仅包含一个频率成分,即由介质的表面上的反射、基本上随着时间结果线性地增加的连续的相位产生的频率成分。在从重新转换的复数值的时间信号重建相位中,尤其重要的是防止相位突变,这样以便正确地重建线性增加的相位。

[0180] 然而,重建的相位差仍然包括畸变,该畸变由在管道或管中的波传播的情况下的

频散引起。在随即接着的混合级611中,这些频散作用被减少、相应地消除。在混合级611中,具有施加在时间信号上的相位校正 $\Phi_{z,corr}$,其由以上推导的方程(21)给出:

$$[0181] \quad \Phi_{z,corr}(t) = 2\pi \frac{2R}{c} \cdot \left(\sqrt{(f_0 + St)^2 - \hat{f}_c^2} - \sqrt{f_0^2 - \hat{f}_c^2} \right) - 2\pi \frac{2RS}{v_{const}} \cdot t \quad (21)$$

[0182] 这个相位校正被设计为完全地或部分地去除频散作用。对于如此获得的相位校正的时间信号,在以下步骤612中,执行相位的线性回归。相位校正的时间信号的相位 $\phi_c(t)$ 基本上随着时间线性地增加。

$$[0183] \quad \phi_c(t) \approx 2\pi \frac{2RS}{v_{const}} \cdot t \quad (33)$$

[0184] 因而,相位斜率 $2\pi \frac{2RS}{v_{const}}$ 与距目标的距离R成比例。越远离目标,斜率越陡峭。因

此,借助于在步骤612中的线性回归,能够直接地得出距目标的距离R。

[0185] 在步骤613中,检查确定的距目标的距离R是否已经足够准确,或者为了另外增加精度,更多的迭代是否应该执行。在执行更多的迭代的情况下,在步骤614中,刚才确定的距目标的距离R被用作频散校正 $\Phi_{z,corr}$ 的更新的确定的起始点。这样确定的相位校正被应用于混合级611中的时间信号,并且为了这样获得的相位校正的信号,然后再次执行现行回归分析用于确定相位斜率。现在距目标的距离的更精确的值能够从相位斜率得出,以便形成在步骤614中频散校正的新的确定的基础。通过相位斜率的迭代确定,距目标的距离和频散校正这些变量能够以期望的精度确定。当其在步骤613中确定距目标的距离已经以足够高的精度确定,迭代就停止。结果,在步骤615中获得距目标的距离、因而在雷达测量装置和介质的表面之间的距离的非常准确的值。

[0186] 图7示出在频散校正的应用前的相位700以及频散校正的相位701两者,两者都描绘为时间的函数。实际上,时间信号的相位应该随着时间线性地增加。然而,由于频散作用,在频散校正的应用前的相位700具有相应地畸变的某些弯曲。这个弯曲、相应地畸变通过相位校正 $\Phi_{z,corr}$ 的应用而消除,并且获得在其相位随着时间线性上升的情况下的相位校正的相位701。优选地,在大量迭代中相位被校正和线性化。从校正的相位图701的相位斜率,则能够以高精度确定距目标的距离R。

[0187] 许多具有不同的传播行为的模式的叠加

[0188] 至此,基本上仅单个模式被激发到任何显著的程度情况已讨论。现在将讨论其中激发能量在许多不同的模式之间分配的情况,该模式中的每个模式以不同的传播行为在管道或管中传播。因而,许多模式的混合受到激发,并且耦合输入的能量分配在许多模式中。受激发的 $TE_{m,n}$ 和 $TM_{m,n}$ 模式中的每个模式其特征在于不同的传播行为。例如,受激发的 $TE_{m,n}$ 和 $TM_{m,n}$ 模式中的每个模式拥有其本身的截止频率 $\hat{f}_{c,mn}$ 。与方程(21)对应地、关联的相位校正 $\Phi_{z,corr,j}(t)$ 能够为每个受激发模式j给出为如下:

$$[0189] \quad \Phi_{z,corr,j}(t) = 2\pi \frac{2R}{c} \cdot \left(\sqrt{(f_0 + St)^2 - \hat{f}_{c,mn}^2} - \sqrt{f_0^2 - \hat{f}_{c,mn}^2} \right) - 2\pi \frac{2RS}{v_{const}} \cdot t \quad (34)$$

[0190] 在这样的情况下, $\hat{f}_{c,mn}$ 是模式j的相应的截止频率。第一项用于减少、相应地消除各个模式j的频散作用。第二项用于添加随着时间线性地上升的相位。

[0191] 然后,对于不同的受激发模式的相位校正被相位校正地累加。对于单独的模式单独的校正信号 $z_{\text{corr},j}(t)$ 产生如下:

$$[0192] \quad z_{\text{corr},j}(t) = \cos(\varphi_{z,\text{corr},j}(t)) \quad (35)$$

[0193] 整体校正信号 $z_{\text{corr},\text{sum}}(t)$ 从对于单独的模式单独的校正信号 $z_{\text{corr},j}(t)$ 的加权相加获得。

$$[0194] \quad z_{\text{corr},\text{sum}}(t) = \sum_{\text{TE}_{m,n}, \text{TM}_{m,n}} w_j \cdot z_{\text{corr},j}(t) \quad (36)$$

[0195] 单独的校正信号 $z_{\text{corr},j}(t)$ 以与其对总信号的贡献对应的关联的幅值加权系数 w_j 加权。这样获得的总校正信号 $z_{\text{corr},\text{sum}}(t)$ 被设计为为每个模式减少或移除由中频信号的相位中的各个模式引起的频散依赖的相位部分。而且,随着时间线性地上升的非频散依赖的项被添加到相位。然后,校正信号 $z_{\text{corr},\text{sum}}(t)$ 能够用于校正测量的信号:

$$[0196] \quad \hat{z}_{\text{phasenkorrigiert}}(t) = \text{Re} \left\{ \frac{H\{z_{\text{gemessen}}(t)\}}{H\{z_{\text{corr},\text{sum}}(t)\}} \right\} \quad (37)$$

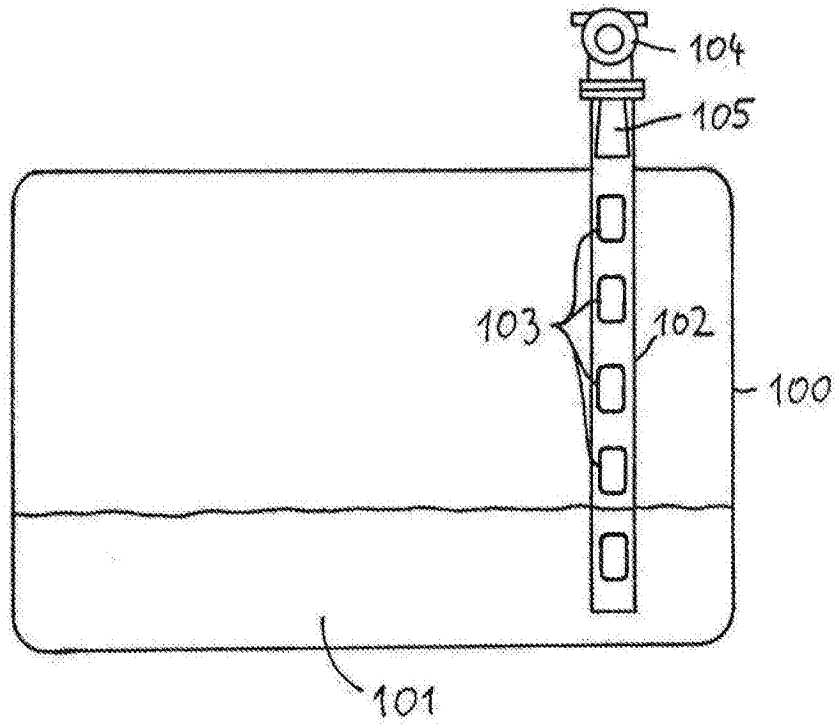


图1A

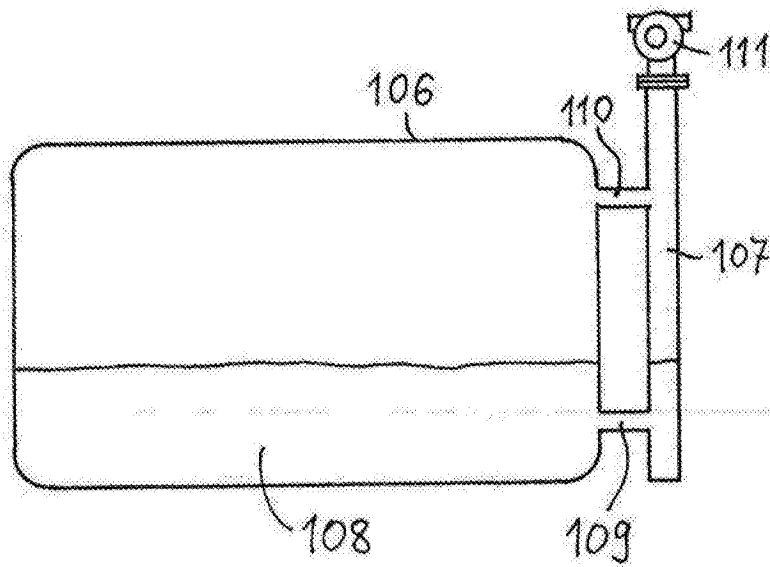


图1B

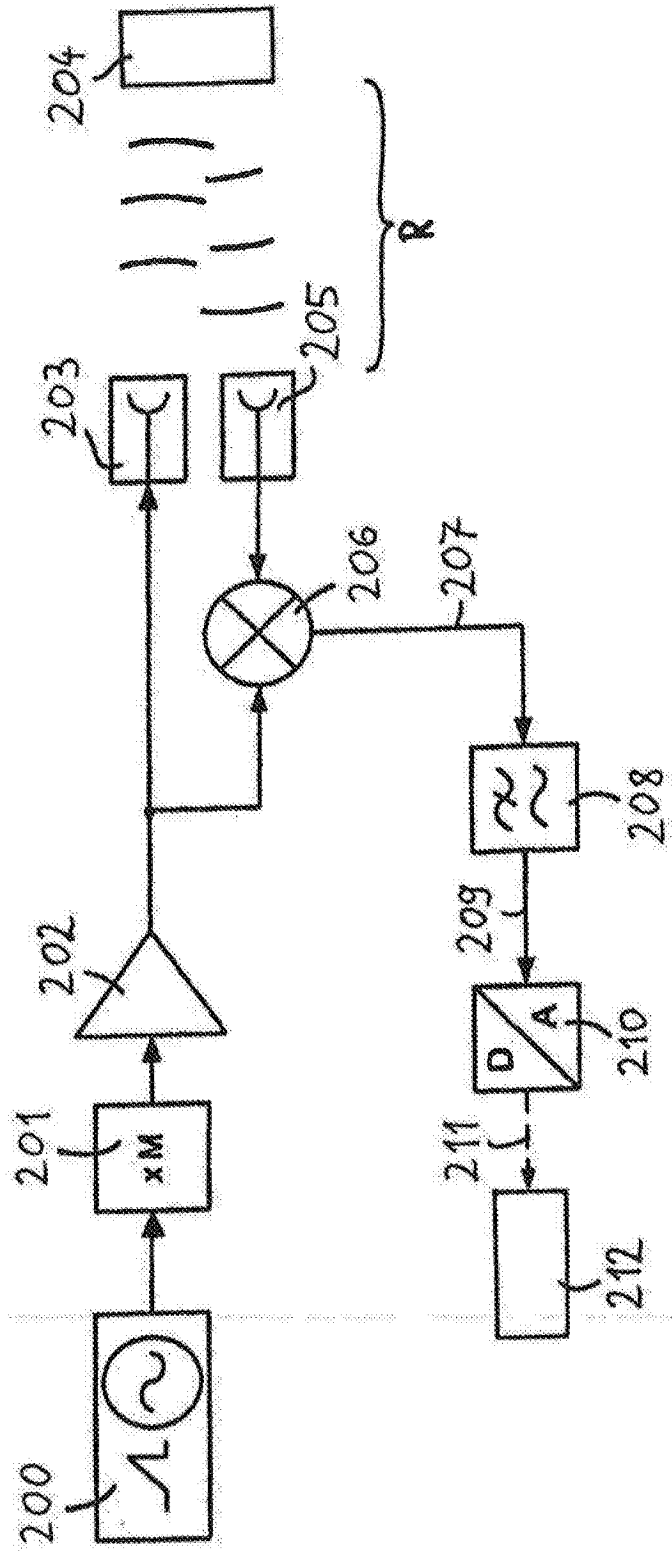


图2A

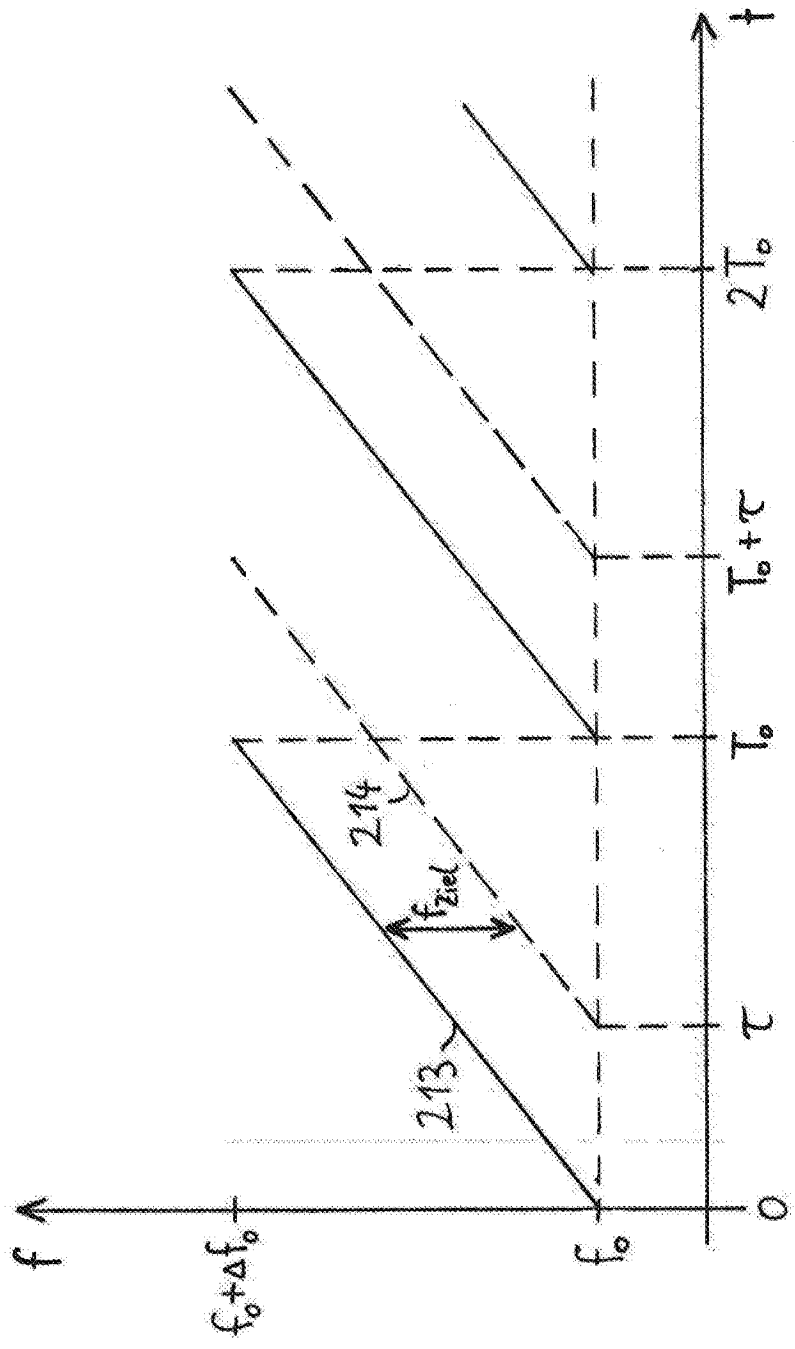


图2B

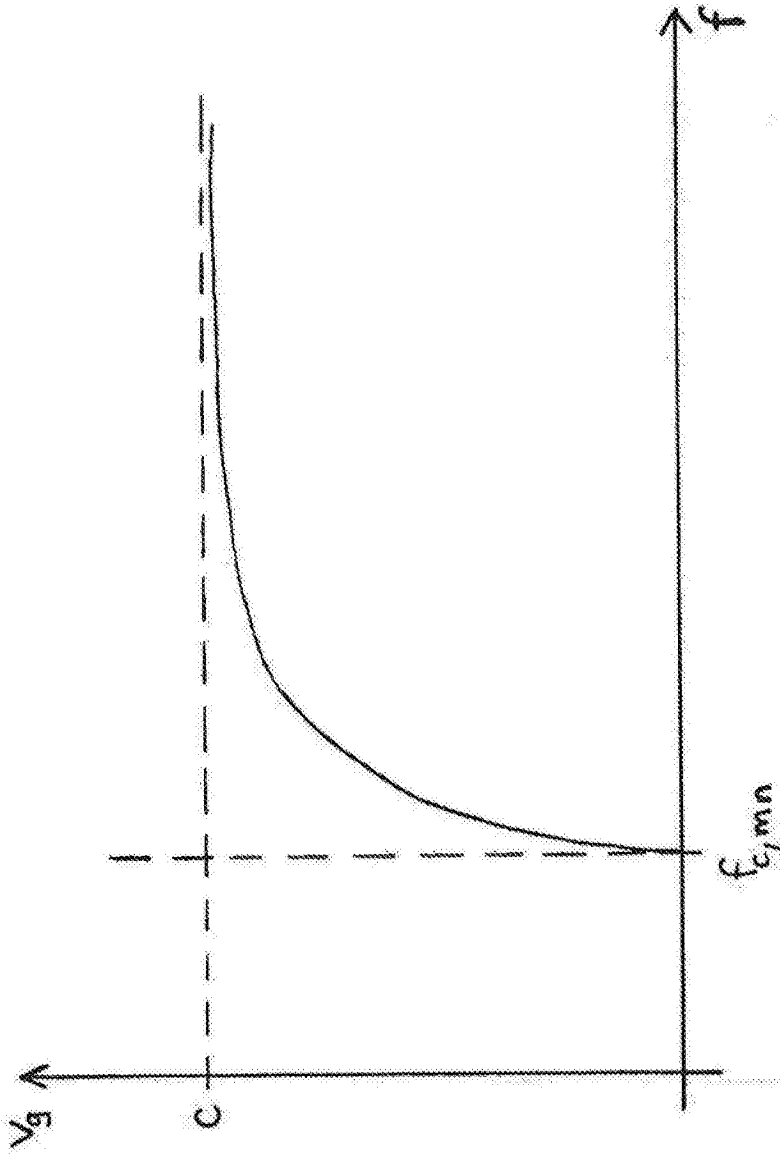


图3

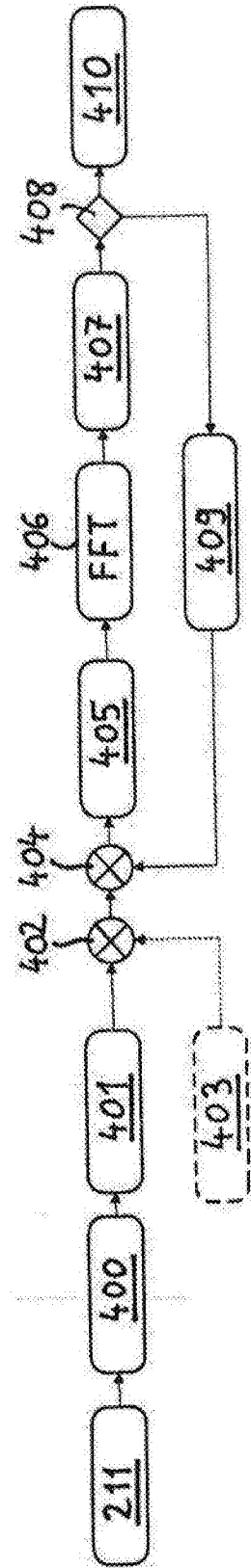


图4

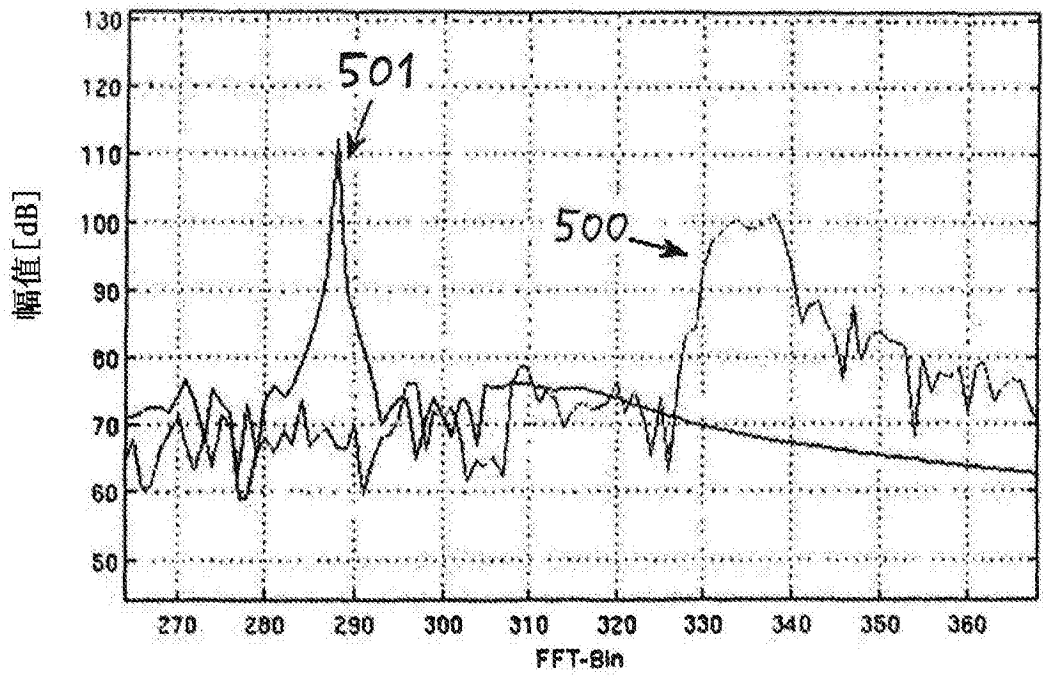


图5

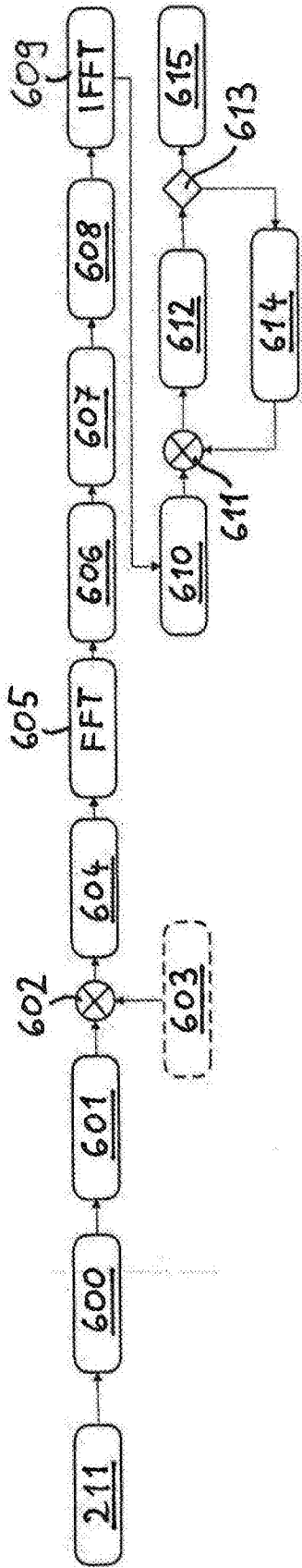


图6

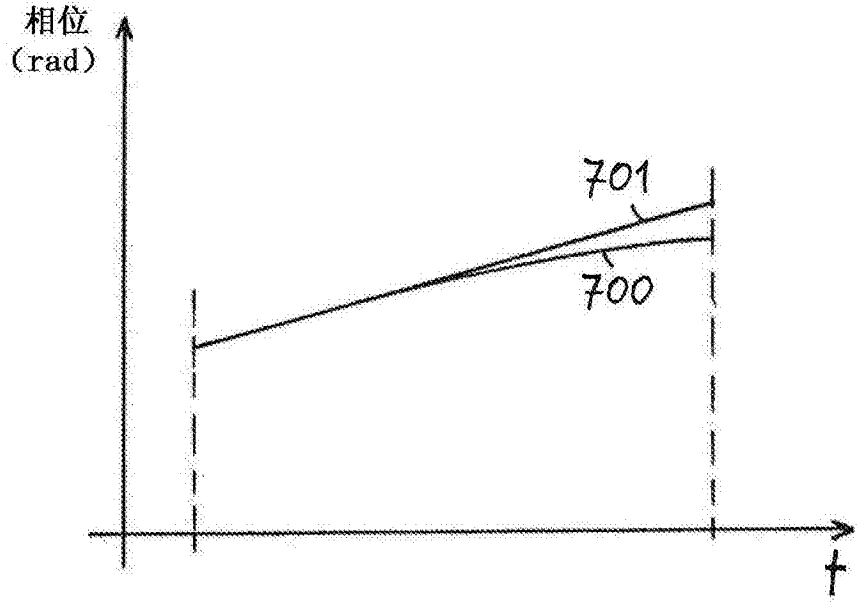


图7