



(12) 发明专利申请

(10) 申请公布号 CN 104583735 A

(43) 申请公布日 2015. 04. 29

(21) 申请号 201380006794. 6

(51) Int. Cl.

(22) 申请日 2013. 01. 25

G01F 23/284(2006. 01)

(30) 优先权数据

G01F 23/296(2006. 01)

12152457. 3 2012. 01. 25 EP

61/590, 526 2012. 01. 25 US

(85) PCT国际申请进入国家阶段日

2014. 07. 25

(86) PCT国际申请的申请数据

PCT/EP2013/051494 2013. 01. 25

(87) PCT国际申请的公布数据

W02013/110783 DE 2013. 08. 01

(71) 申请人 VEGA 格里沙贝两合公司

地址 德国沃尔法赫

(72) 发明人 克里斯蒂安·霍费雷尔 罗兰·韦勒

维尔纳·赖希

(74) 专利代理机构 北京集佳知识产权代理有限

公司 11227

代理人 丁永凡 张春水

权利要求书2页 说明书9页 附图10页

(54) 发明名称

借助于相位旋转的包络曲线计算

(57) 摘要

根据本发明的实施例,在离散的时间点对物位传感器的接收信号进行采样,并且将被采样的值数字化。从数字化的采样值中通过以预设的角度旋转相位来获得新的值,所述新的值随后与数字采样值一起用于计算包络曲线。

1. 一种用于在物位测量时通过物位传感器来计算包络曲线值的方法,其中所述方法具有下述步骤:

在离散的时间点对所述物位传感器的接收信号进行采样,由此获得采样值;

将被采样的所述接收信号的所述采样值转换为数字采样值;

通过例如利用时域中的或者频域中的数字滤波器将所述采样值的相位以预设的角度旋转,为所述数字采样值的第一数字采样值计算新的值;

根据所述第一数字采样值和通过旋转相位计算出的所述新的值来计算包络曲线值。

2. 根据权利要求 1 所述的方法,

其中在采样之前将所述接收信号转换为时间扩展的中频信号。

3. 根据权利要求 1 或 2 所述的方法,其中所述包络曲线值的计算根据

$$HK_i = \sqrt{ZF1_i + \frac{(ZF2_i - ZF1_i \cdot \cos(\varphi_i))^2}{\sin^2(\varphi_i)}}$$

来进行,其中:

i :指数变量, $i = 0, 1, 2, \dots$

HK_i :包络曲线值

$ZF1_i$:数字采样值的组中的数字采样值

$ZF2_i$:通过旋转相位计算出的新的采样值

φ_i :预设的角度。

4. 根据上述权利要求中任一项所述的方法,其中通过欠采样来进行将所述采样值转换成数字采样值。

5. 根据上述权利要求中任一项所述的方法,其中所述预设的角度具有不等于 90° 的值。

6. 根据上述权利要求中任一项所述的方法,其中时域中的所述数字滤波器具有有限脉冲响应滤波器结构或者无限脉冲响应滤波器结构。

7. 根据上述权利要求中任一项所述的方法,其中频域中的所述数字滤波器进行傅里叶变换。

8. 根据权利要求 1 至 4 中任一项所述的方法,其中通过希尔伯特滤波器来进行相位旋转,进而所述预设的角度具有等于 90° 的值。

9. 根据上述权利要求中任一项所述的方法,其中在计算包络曲线之前执行相干系综平均。

10. 根据上述权利要求中任一项所述的方法,其中计算多个包络曲线值,根据所述包络曲线值来确定所述包络曲线。

11. 一种用于计算包络曲线的包络曲线值并且用于确定物位的物位传感器 (700),所述物位传感器具有:

采样设备 (702),所述采样设备用于在离散的时间点对接收信号的至少一个区域进行采样,由此获得采样值,并且所述采样设备用于将被采样的所述接收信号的所述采样值转换为数字采样值;

数字信号处理设备 (703),所述数字信号处理设备用于:

通过例如利用时域中的或者频域中的数字滤波器将所述采样值的相位以预设的角度旋转,为所述数字采样值的第一数字采样值计算新的值;

根据所述第一数字采样值和通过旋转相位计算出的所述新的值来计算包络曲线值。

12. 一种采样和信号处理机构 (702,703),所述采样和信号处理机构具有采样设备 (702) 和用于计算模拟信号的包络曲线值的处理器 (703),所述采样和信号处理机构构成用于执行下述步骤:

在离散的时间点对所述模拟信号的至少一个区域进行采样,由此获得采样值;

将被采样的所述信号的所述采样值转换为数字采样值;

通过例如利用时域中的或者频域中的数字滤波器将所述采样值的相位以预设的角度旋转,为所述数字采样值的第一数字采样值计算新的值;

根据所述第一数字采样值和通过旋转相位计算出的所述新的值来计算包络曲线值。

13. 一种程序元件,当所述程序元件在采样和信号处理机构 (702,703) 上被执行时,该程序元件引导所述机构执行下述步骤:

在离散的时间点对模拟信号的至少一个区域进行采样,由此获得采样值;

将被采样的所述信号的所述采样值转换为数字采样值;

通过例如利用时域中的或者频域中的数字滤波器将所述采样值的相位以预设的角度旋转,为所述数字采样值的第一数字采样值计算新的值;

根据所述第一数字采样值和通过旋转相位计算出的所述新的值来计算包络曲线值。

14. 一种计算机可读介质,在所述计算机可读介质上存储有根据权利要求 13 所述的程序元件。

借助于相位旋转的包络曲线计算

技术领域

[0001] 本发明涉及物位测量,并且本发明尤其涉及一种用于在物位测量时通过物位传感器来计算包络曲线值的方法和一种用于在物位测量时计算包络曲线值的脉冲传送时间物位传感器。

背景技术

[0002] 为了连续地在例如包含液体或者粒状材料的容器中进行物位确定,通常使用下述传感器,所述传感器根据脉冲传送时间法来测量电磁波或者声波从传感器到物料表面并且返回的传送时间。在传感器相对于容器底部的安装地点已知的情况下,从根据脉冲传送时间经由波传播速度所确定的在传感器和物料表面之间的距离直接计算出探寻的物料高度。

[0003] DE 10 2006 006 572 A1 描述了一种用于形成脉冲传送时间物位传感器的时间扩展的接收信号(所谓的中频信号或者 ZF 信号)的包络曲线的迭代计算。ZF 信号在离散的时间点被采样并且被采样的值被转换为数字的采样值。随后,从各刚好两个数字的采样值计算出包络曲线值。因此,包络曲线是 ZF 信号的包络线或者是该包络线的近似。包络曲线是下述曲线,所述曲线通过计算出的各个包络曲线值来绘制或者所述曲线近似拟合各个包络曲线值。术语包络曲线和包络曲线值对于本领域技术人员而言从 DE 10 2006 006 572 A1 中已知。

发明内容

[0004] 本发明的目的是,计算信号的并且特别是脉冲传送时间物位传感器的接收信号的包络线(包络曲线)。

[0005] 该目的通过独立权利要求的特征来实现。本发明的改进方案在从属权利要求和下面的描述中得出。

[0006] 根据本发明的第一方面,提出一种用于在物位测量时通过物位传感器来计算包络曲线值的方法。在所述方法中,将物位传感器的接收信号至少在离散的时间点的范围中采样,并且接下来将被采样的接收信号的时间离散的(模拟的)采样值转换为数字的采样值。接下来,通过将接收信号的被采样的区域的采样值的相位以预设的角度旋转来实现为数字采样值的第一数字采样值计算新的值。新的值的这种计算例如利用多个数字采样值来进行。接下来,从第一数字采样值和通过旋转相位计算出的新的值计算出包络曲线值。

[0007] 在这里将采样值的相位理解为接收信号在采样的时间点的相位位置。

[0008] 可以考虑用于执行在上文中和在下文中所描述的方法的传感器例如是用于测量物位的脉冲传送时间物位传感器、雷达物位传感器或者超声波物位传感器。

[0009] 根据本发明的另一个方面,将接收信号在采样之前转换为时间扩展的中频信号。因此,当在下文中提到“接收信号”时,在这里是时间扩展的或者非时间扩展的信号。当在下文中提到“中频信号”或者“ZF 信号”时,那么这也称为“接收信号”。

[0010] 根据本发明的另一个方面,包络曲线值作为各一个被采样的和计算出的值的平方

和的根来形成。对此,例如能够使用在下面的描述中提出的公式。

[0011] 根据本发明的另一个方面,通过欠采样 (Unterabtastung) 进行对被采样的接收信号的采样值的转换。在欠采样的情况下,将模拟信号转化为数字值,其中不满足奈奎斯特-香农采样定理。这表示,采样频率低于两倍的在待采样的信号中存在的最大频率。DE 10 2006 006 572 A1 特别是在 87 和 88 段中明确,什么情况能够理解为这类的欠采样。

[0012] 根据本发明的另一个方面,预设的角度具有不等于 90 度的值。

[0013] 根据本发明的另一个方面,预设的角度具有等于 90 度的值,其中相位旋转通过希尔伯特滤波器来进行。

[0014] 根据本发明的另一个方面,相位旋转通过时域中的数字滤波器来进行。

[0015] 根据本发明的另一个方面,滤波器是 FIR 滤波器结构或者 IIR 滤波器结构。

[0016] 根据本发明的另一个方面,相位旋转通过频域中的数字滤波器来进行。

[0017] 根据本发明的另一个方面,数字滤波器执行傅里叶变换。

[0018] 根据本发明的另一个方面,在计算包络曲线值之前执行相干系综平均。在相干系综平均中,并非将不同的包络曲线的包络曲线值平均,而是将不同的 ZF 信号的数字化的值平均,由此得出改进的信噪比。

[0019] 根据本发明的另一个方面,计算多个包络曲线值,随后根据所述包络曲线值确定包络曲线的整体分布。

[0020] 根据本发明的另一个方面,提出一种用于计算包络曲线的包络曲线值的并且用于确定介质的物位的物位传感器,其例如是脉冲传送时间物位传感器。物位传感器具有采样设备,以用于在离散的时间点对接收信号的至少一个区域进行采样并且将被采样的值转换为数字的采样值。此外设有数字的信号处理设备,所述信号处理设备通过下述方式来执行为数字采样值的第一数字采样值计算新的值:将对应于所述第一数字采样值的 ZF 信号的相位以预设的角度旋转。接下来,根据第一数字采样值和通过旋转相位计算出的新的值来进行包络曲线值的计算。

[0021] 根据本发明的另一个方面,物位传感器特别是设计为用于执行在上文中和在下文中所描述的方法。

[0022] 根据本发明的另一个方面,提出一种具有采样设备和用于计算模拟信号的包络曲线值的处理器的信号处理装置,所述信号处理装置设计为用于执行在上文中和在下文中所描述的方法步骤。

[0023] 根据本发明的另一个方面,提出一种程序元件,所述程序元件在其在处理器上、并且特别是在物位传感器的处理器上执行时指导数字信号处理设备:执行在上文中和在下文中所描述的关于新的值和包络曲线值的计算步骤。

[0024] 在此,程序元件例如能够是存储在物位传感器的处理器上的软件的一部分。在此,该处理器同样能够是本发明的主题。此外,本发明的该实施例包括本发明从一开始就使用的程序元件以及下述程序元件,所述程序元件通过更新 (update) 来引起现有的程序应用本发明。

[0025] 根据本发明的另一个方面,提出一种计算机可读介质,在所述计算机可读介质上存储有上文中所描述的程序元件。

[0026] 能够视为本发明的核心方面的是,对接收信号或者接收信号的例如在一米中延伸

的区域必要时在时间扩展之后（由此从接收信号产生 ZF 信号）在离散的时间点进行采样，并且将被采样的值转换为数字采样值。从数字采样值通过将相应的 ZF 信号的相位分别以预设的角度旋转来计算新的值。接下来，能够分别根据相应的被转换的值和通过旋转相位计算出的新的值来计算相应的包络曲线值。

[0027] 换言之，每个包络曲线值根据与所述包络曲线值相关的被转换的值和通过旋转接收信号的被采样的区域的相应的值的相位而计算出的新的值来计算。

附图说明

[0028] 在下文中参照附图来描述本发明的实施例。

[0029] 图 1 示出接收信号的采样的示意图。

[0030] 图 2 示出接收信号的另一个采样的示意图。

[0031] 图 3 示出接收信号的又一个采样的示意图。

[0032] 图 4A 示出理想的相位旋转器的振幅响应 (Amplitudengang)。

[0033] 图 4B 示出理想的相位旋转器的相位响应 (Phasengang)。

[0034] 图 5A 示出用于带通信号的实际的相位旋转器的振幅响应。

[0035] 图 5B 示出用于带通信号的实际的相位旋转器的相位响应。

[0036] 图 6 示出根据本发明的一个实施例的方法的方框图。

[0037] 图 7 示出根据本发明的一个实施例的物位传感器，所述物位传感器安装到罐中。

[0038] 图 8 说明根据本发明的一个实施例的接收信号的相位的旋转。

[0039] 图 9 示出 ZF1 和 ZF2 的视图，其中 ZF2 相对于 ZF1 以 90° 进行相位旋转。

[0040] 图 10A 和图 10B 示出谐波振荡的各一个视图。

[0041] 附图中的视图是示意性的并且是不按比例。在下面的附图描述中为相同的或者类似的元件使用相同的附图标记。

具体实施方式

[0042] 脉冲雷达法用于产生短的相干的微波脉冲、即所谓的脉冲串 (Bursts) 并且确定在发送和接收脉冲之间的直接的持续时间。待测量的时间间隔在通常在直至数米的范围中的测量距离的情况下是极其短的，因此在脉冲雷达传感器中将所接收到的回波信号（在下文中也称为接收信号）适当地通过时间变换法在时间上扩展。该方法提供扩展的回波信号，所述回波信号相应于所接收到的高频的发送和接收信号，但是在时间上例如以在 10000 和 100000 之间的因数更慢地行进。从微波脉冲的例如为 5.8GHz 的载波频率变为时间扩展的回波脉冲的例如在 58kHz 和 580kHz 之间的载波频率。这种在内部通过时间变换产生的信号通常也称为中频信号或者简称为 ZF 信号并且通常大致位于 10kHz 和 1MHz 之间，例如位于 50kHz 和 200kHz 之间。所述 ZF 信号是所发送的和所接收到的微波脉冲的时间变化的时间扩展的反映。脉冲雷达法的 ZF 信号和超声波法的回波信号不仅在频域方面、而且在振幅变化的特性方面都非常类似，因此为了确定重要的回波传送时间进而确定测量距离，对所述信号进行的进一步的处理和评估除了小的差别之外是相同的。因此，当在本说明书中谈及接收信号或者 ZF 信号时，那么不仅应将其理解为所接收到的微波信号的必要时时间扩展的表示、而且应将其理解为原则上视为相同的所接收到的超声波回波信号。同样内容

也适用于其它类型的电磁波,例如光。

[0043] ZF 信号(并且同样还有非时间扩展的接收信号)包含各个脉冲的时间序列,始于经由来自于波的传播路径之内的反射位置的不同的脉冲或回波从发送脉冲推导出的基准脉冲或基准回波,在所述反射位置上,传播介质的波阻抗发生改变。每个脉冲由特定的固定频率的载波构成,所述载波具有通过发送脉冲的形状确定的脉冲状的振幅变化。在出现基准回波和感兴趣的测量区域最大所需要的传送时间之间的一定时间中的所有回波的总体形成 ZF 信号。所涉及的物位传感器的测量周期的特征在于形成 ZF 信号的至少一部分、但是通常是一个或多个完整的 ZF 信号和随后基于所形成的 ZF 信号的信号处理、评估、测量值形成和测量值输出。测量周期的周期性的重复确保了测量值的更新以用于跟踪发生变化的物位。

[0044] 为了从可能在 ZF 信号中出现的多个回波中将物料表面的所述回波相对于附加出现的干扰回波分离,根据描述特性的特征来识别各个回波是必要的。重要的特征是回波的振幅变化,其中包括在开始时的振幅上升、最大振幅和在回波结束时的振幅下降。所述振幅变化通过形成 ZF 信号的包络曲线来获得。

[0045] 为了避免尽可能模拟的信号处理的缺点,例如长期漂移、构件容差和对发生改变的传感器参数缺乏灵活性,力求对 ZF 信号的主要的数字处理。对此适合于,将 ZF 信号在可能的模拟的信号增强和低通或者带通滤波以避免频谱叠加之后进行采样,并且将时间离散的采样值转换为表示电压值的数字值。所述方法称为 A/D 转换。以数字的方式存储的采样序列表示包括所有包含在其中的回波的模拟的 ZF 信号。保留了 ZF 信号的振幅信息和相位信息并且可实现对信号的数字的再处理。

[0046] ZF 信号通常由多个具有相似的频率的谐波振荡组成。然而,在最简单的情况下,ZF 信号仅具有唯一的频率。在将连续信号转化为数字值时,仅捕获 ZF 信号的抽象的瞬时值,通常是电压值。

[0047] 经过 A/D 转换的值的与之相关的相位值或相位或者相位位置(Phasenlagen)对应于进行采样的时间点。如果除此之外谐波振荡的频率是已知的,那么能够为每个数字采样值直接确定其相对于参考点的相位或者相位值。

[0048] 因此,当将一个值选为其它值的参考点时,例如可在两个采样值之间确定相位角或者相位。

[0049] 在采样值的时间序列中,能够被证明为有利的是,将关于之前的采样值的相对的相位或者相位位置与采样值相关联。第一采样值的相位值(零相位角)在这种情况下可自由选择(在实际中等于 0)。

[0050] 为了更好的图解说明,在本文中也能够使用矢量图和复数。

[0051] 图 1 示出接收信号的、例如 ZF 信号的采样的示意图。水平轴线 101 表示时间变化并且垂直轴线 102 表示接收信号 103 的瞬时值。

[0052] 采样等距地在彼此相继的时间点 t_0 、 t_1 、 t_2 、 \dots 、 t_{17} 进行并且提供对应于这些时间点的振幅值 104、105、106、 \dots 、107。

[0053] 在这里,没有违背所谓的奈奎斯特-香农采样定理。图 1 示出,如何从接收信号 103 中获得下述值,在已经通过模拟/数字转换(A/D 转换)获得两个采样值并且采样时间点以及载波的角频率已知时,能够从所述值根据 DE 10 2006 006 572 A1 的公式 1 计算包

络曲线。

[0054] 图 2 示出接收信号的另一个采样的示意图,其中违背了奈奎斯特-香农采样定理。在本文中也能够称为,接收信号被欠采样。然而,采样频率被选择为,使得信号中的任何信息内容都不丢失。这在特定的前提条件和框架条件下对欠采样而言是可能的。

[0055] 如从图 2 中可看出的那样,采样在不同的时间进行,其中在时间点 t_0 的采样值 201 和时间点 t_1 的采样值 202 之间、在时间点 t_2 的采样值 203 和时间点 t_3 的采样值 204 之间、在时间点 t_4 的采样值 205 和时间点 t_5 的采样值 206 之间或者在时间点 t_6 的采样值 207 和时间点 t_7 的采样值 208 之间与在时间点 t_1 和 t_2 、 t_3 和 t_4 或 t_5 和 t_6 的值之间相比存在较小的时间间隔。

[0056] 在本文中也能够提及成对的采样,其中在时间点 t_0 、 t_2 、 t_4 和 t_6 的采样值能够与第一组采样值相关联并且在时间点 t_1 、 t_3 、 t_5 和 t_7 的采样值能够与第二组相关联。

[0057] 图 3 示出接收信号的、例如 ZF 信号的另一个采样的示意图。信号在时间点 t_0 、 t_1 、 t_2 、 t_3 和 t_4 (并且必要时在其它的时间点) 被采样。接收信号在这些时间点的瞬时值通过接收信号 103 的曲线上的十字标记 301 至 305 示出。在这里,接收信号也被欠采样。但是,这不强制是这种情况。欠采样的频率也匹配于信号特性,以至于不丢失任何信息内容。

[0058] 在带通信号的情况下,在特定的条件下,下述采样频率能够是足够的,所述采样频率低于根据奈奎斯特-香农采样定理所设置的为最高频率分量的频率的两倍的极限。尽管这种被称为欠采样的处理方法,但是仍能够避免后果严重的频谱叠加效应。对此参照 DE 10 2006 006 572A1。

[0059] 图 4A 示出用于理想情况的所谓的相位旋转器的振幅响应、振幅变化或者频率响应 (Frequenzgang) $A(f)$ 的幅值 404。水平轴线 401 表示频率并且垂直轴线 402 表示振幅。振幅响应在整个频率轴线上具有恒定的值 404。

[0060] 图 4B 示出用于所述理想情况的相位旋转器的相位响应 $\psi(f)$ 。在这里,水平轴线 401 也表示频率,而垂直轴线 403 表示相位旋转。对于小于 0 的频率,信号以角度 $+\varphi$ 旋转,并且对于大于 0 的频率,信号以角度 $-\varphi$ 旋转 (参见曲线部段 405、406)。对于 $f = 0$, 角度为 0 (参见坐标原点中的附图标记 407)。

[0061] 相位旋转器将相位、相位位置或者相位角关于其输入数据旋转。输入数据是接收信号的经过转换的值。从至少一个第一采样值计算出另一个值,在所述另一个值中,作为基础的 ZF 信号的相位以预设的角度 φ 偏离于第一采样值。所计算出的值同采样值一样是抽象的数值。这两个值的幅值在通常情况下取决于旋转角 φ 进行区分。幅值的偏差又从作为基础的 ZF 信号和旋转角中得出。作为示例, ZF 信号在周期的最大值中被采样。采样值是 A 。此时,采样值的数值 A 根据旋转角 φ 改变。在角度为 90° 的情况下,新的第二值计算为 0, 在角度为 180° 的情况下,新的第二值计算为 $-A$, 在 270° 的情况下再次为 0 并且在 360° 的情况下为 A 。

[0062] 图 8 将详细说明信号的或者接收信号的相位的所谓的旋转。所提及的连续接收信号在图 8 中通过单个的谐波振荡来描述。然而,接收信号也可以由多个振荡组成。显而易见的是,因此在这种情况下,信号的每个分量的相位旋转或者移动。附图中的各个附图标记或者变量如下详细描述:

[0063] i :指数变量 (Laufvariable), $i = 0, 1, 2, \dots$

[0064] $ZF1_i$:数字的采样值的组中的数字的采样值

[0065] $ZF2_i$:通过旋转相位计算出的新的采样值

[0066] Φ :预设的角度,相位围绕所述角度旋转(在本发明的范围中也称为旋转角、相位旋转角或者相位值)

[0067] $t1_i$: $ZF1_i$ 的采样的时间点

[0068] A :连续接收信号的振幅

[0069] ω_0 :接收信号的角频率

[0070] Φ_0 :接收信号的零相位角

[0071] 从图 8 中可见的是,功能块 801 从数字的采样值 $ZF1_i$ 中生成新的值 $ZF2_i$, 所述新的值的幅值与 ZF 信号的作为基础的谐波振荡相符。换言之,能够将相位以角度 Φ 旋转理解为谐波振荡以角度 Φ 移动,所述谐波振荡是采样的接收信号的基础。如已经在上文中所描述的那样,也能够使用非时间扩展的接收信号来代替 ZF 信号。

[0072] 除了名称相位旋转器之外也能够使用名称移相器。

[0073] 信号的相位的旋转大体通过图 8 来说明。振幅值 A 在这里假设为是恒定的。要注意的是,在雷达物位测量设备中,该振幅通过回波受到影响。在这里,基于 $A(t)$,但是图 8 由于概览的原因放弃了 $A(t)$ 。图 8 仅说明相位旋转对振荡的作用。如果将用于图 8 中的 $ZF1_i$ 和 $ZF2_i$ 的公式转换成图表并且例如将零相位角选择为 0 并且将相位旋转的角度选择为 90° ,那么得出图 9 的图表。

[0074] 然而,其在这里为非常程度地过采样的信号。根据在这里所描述的方法,这类频繁的采样不是必要的。在图 9 中示出的信号仅用于说明振荡。

[0075] 实际上,仅离散的采样点 $ZF1_i$ 被采样。点 $ZF2_i$ 通过旋转相位以纯计算的方式获得。从 $ZF1_i$ 转化为 $ZF2_i$ 在技术执行方面能够通过滤波器来实现,所述滤波器的特征能够从图 5A 和 5B 中得出。

[0076] 这应在图 10A 和 10B 中借助于所选择的值再一次说明。不仅图 10A 而且图 10B 示出具有在这里为了简化而选择为恒定的振幅 A 的谐波振荡的时间变化。在接收信号的采样中不能够保证,仅最大值或者最小值被采样。当这是这种情况时,包络线的重建是无意义的。

[0077] 图 10A 示出谐波振荡的采样值 $ZF1_i$ 和 $ZF1_{i+1}$, 所述谐波振荡在最简单的情况下是接收信号的基础。 $ZF1_i$ 和 $ZF1_{i+1}$ 的振幅分别为 0 。振幅 A 的幅值的重建或者包络线的计算因此是不可能的。在考虑信号是谐波振荡的情况下, 0° 的相位(也称为相位位置或者角度)可与采样值 $ZF1_i$ 相关联。与之相应, 180° 的相位可与采样值 $ZF1_{i+1}$ 相关联。根据本发明的方法此时将根据图 10A 的 $ZF1_i$ 和 $ZF1_{i+1}$ 的相位示例性地旋转 90° 的角度。由此计算出值 $ZF2_i$ 和 $ZF2_{i+1}$ 。 $ZF2_i$ 的振幅正好相应于 A 并且 $ZF2_{i+1}$ 的振幅相应于 $-A$ 。在技术上这样的旋转刚好例如经由具有相应的振幅响应的滤波器来实现。对于 90° 的角度这是所谓的希尔伯特滤波器或者希尔伯特变换器。在这里,通常需要接收信号的多个采样值。借助于针对 $\varphi=90^\circ$ 简化的公式:

$$[0078] \quad HK_i = \sqrt{ZF1_i^2 + ZF2_i^2}$$

[0079] 此时可容易地计算包络曲线值。要注意的是,简图仅是示例性的并且所计算的值仅在幅值方面在简图中具有其正确性。当然,滤波器不具有在时间上传播值的特性。对于本领域技术人员而言,所选择的值以术语同相分量和正交分量或者复信号的实部和虚部已知。然而,在这里,所描述的角度必须为 90° ,这对于根据本发明的方法不是基本前提条件。

[0080] 图 10B 同样示出谐波振荡的两个其它的采样值 $ZF1_i$ 和 $ZF1_{i+1}$ 。在该信号中,也没有在振荡的最大值或者最小值中捕获采样值。因此,包络线的或者振幅 A 的重建仅借助于计算出的值 $ZF2_i$ 和 $ZF2_{i+1}$ 是可能的。 45° 的角度可与采样值 $ZF1_i$ 相关联。其经过转换的值根据图 10B 为: $A * \sqrt{2}/2$ 。

[0081] 如果图 10B 中的接收信号借助下述滤波器经过滤波,所述滤波器以匹配于该振荡的方式具有为 90° 的相位响应和为 1 的振幅响应,那么获得值 $ZF2_i$,所述值的幅值在示例中同样为:

$$[0082] \quad A * \sqrt{2}/2 \quad \text{换言之,采样值 } ZF1_i \text{ 的相位已经通过滤波器旋转并且获得值 } ZF2_i。$$

[0083] 如果将所述值代入到简化的公式(对于 $\varphi=90^\circ$)中:

$$[0084] \quad HK_i = \sqrt{ZF1_i^2 + ZF2_i^2}$$

[0085] 那么获得振幅 A 的幅值。

[0086] 相位旋转器的实现能够以不同的类型和方式进行并且在技术上能够通过近似法来实现。在所示出的情况中执行用于带通信号的适当的近似在图 5A 和 5B 中示出。

[0087] 图 5A 在这里示出真实的相位旋转器的振幅响应并且图 5B 示出真实的相位旋转器的相位响应。

[0088] 如从图 5A 和 5B 中可见的那样,仅在频率 $-f_{ZF}$ 和 $+f_{ZF}$ 的周围区域中的振幅响应和相位响应是重要的(参见图 5A 中的附图标记 501,502 和图 5B 中的附图标记 503 和 504)。因此,在其余的区域中,振幅和相位响应示例性地绘制成近似为 0(振幅和相位响应也允许采用其它值)。滤波器当然应根据 ZF 信号的带宽和载频来实现。因此,证明为适宜的是, f_{ZF} 相应于 ZF 信号的中频并且滤波器的带宽与信号的带宽相协调。

[0089] 相位旋转器例如能够通过适当的数字滤波器(FIR 或者 IIR 结构)来实现。滤波在这里在时域中进行。FIR 表示有限脉冲响应(Finite Impulse Response)。该结构是由具有有限的脉冲响应的数字信号处理装置构成的数字滤波器。IIR 表示无限脉冲响应(Infinite Impulse Response)。该结构是由具有无限的脉冲响应的数字信号处理装置构成的一类特殊的滤波器。

[0090] 理想的相位旋转器也能够经由傅里叶变换来近似。对在时域中采样的接收信号进行傅里叶变换并且紧接着在频域中进行数字滤波。

[0091]

$$\Psi(f) = \begin{cases} -\varphi & , f > 0 \\ 0 & , f = 0 \\ \varphi & , f < 0 \end{cases}$$

[0092] 滤波器借助于相位旋转作用于经过傅里叶变换的接收信号,其中正频率中的部分以 $-\varphi$ 旋转并且负频率中的部分以 $+\varphi$ 旋转。通过傅里叶逆变换获得时域中的相位移动的信号。

[0093] 图 6 示出根据本发明的一个实施例的方法的方框图。接收信号(例如 ZF 信号)被采样并且被采样的值被输送给模拟/数字转换器 601。

[0094] 这在采样设备 702 中进行。被转换的数字值在步骤 604 中被输送给相位旋转器 602。在这里,相位旋转或者相位的旋转根据参考图 5A 和 5B 所描述的方法中的一个来实现。不仅原始的被转换的采样值(步骤 605)、而且通过相位旋转器 602 计算出的值(步骤 606)被传递给功能块“数字的包络曲线形成”603。相位旋转器和功能块“数字的包络曲线形成”位于数字的信号处理设备 703 中。

[0095] 利用下述公式:

[0096]

$$HK_i = \sqrt{ZF1_i^2 + \frac{(ZF2_i - ZF1_i \cdot \cos(\varphi_i))^2}{\sin^2(\varphi_i)}}$$

[0097] 其中:

[0098] i :指数变量, $i = 0, 1, 2, \dots$

[0099] HK_i :包络曲线值

[0100] $ZF1_i$:数字的采样值的组中的数字的采样值

[0101] $ZF2_i$:通过旋转相位计算出的新的采样值

[0102] φ_i :预设的相位旋转角(相位值)

[0103] 能够计算出各个包络曲线值,由此得出包络曲线(参见附图标记 607)。

[0104] φ_i 对应于被转换的 ZF 信号(第一组采样值(ZF1))和计算出的经过相位移动的 ZF 信号(第二组采样值(ZF2))之间的相位旋转角(相位值)。在计算采样值时,例如能够应用第一组 ZF1 的多个(例如所有的)数字的采样值。

[0105] φ_i 在技术实现方案中预设。借助了解相位值 φ_i 、被转换的采样值 $ZF1_i$ 和计算出的值 $ZF2_i$,能够借助于上述公式计算出包络曲线或者其网格点(Stützstellen)。

[0106] 上述公式通常被遵守并且用于为任意的角度 φ 计算包络曲线值。能够有利的是,角度 φ 选择为 90° 。那么由此得出简化的公式:

[0107]
$$HK_i = \sqrt{ZF1_i^2 + ZF2_i^2}$$

[0108] 图 7 示出物位传感器 700,所述物位传感器安置在容器 704 上并且用于确定容器中的填充介质 707 的物位。传感器 700 构成为脉冲传送时间物位传感器并且具有发送/接收天线 701,所述发送/接收天线向物料表面发出发送信号 705。在表面上反射的信号 706 由

发送 / 接收单元 701 接收并且接收信号随后被传递给采样设备 702。在采样前必要时进行时间扩展,使得产生所谓的 ZF 信号。(必要时经过时间扩展的)接收信号被采样并且被采样的值被转换为数字的采样值。数字化的采样值随后被传递给数字信号处理设备 703,在所述数字信号处理设备中进行包络曲线值的计算(如上文中所描述的那样)。

[0109] 传感器 700 例如经由双线回路 708 连接于外部环境。经由双线回路 708 不仅进行能量供给而且进行数据交换。

[0110] 根据本发明的方法能够实现,与在同类的方法中相比借助于更少的采样值来计算包络曲线。A/D 转换器的采样率能够降低。通过 A/D 转换器的能量消耗降低并且可能的是,使用具有更低的技术要求的 A/D 转换器。

[0111] 通过从另一组的值中计算一组的值,取消在已知的方法中必要的用于精确地形成包络曲线的迭代计算,因为在一组的被采样的值和另一组的计算出的值之间,包络曲线的振幅不改变。

[0112] 采样能够(但不是必须)在等距的时间点进行。这使得更简单地实现对 A/D 转换器的操控。

[0113] 与已知的脉冲传送时间物位传感器相比,仅需要一个 A/D 转换器,因此能够节省所应用的两个 A/D 转换器中的一个。

[0114] 作为补充应注意的是,“包括”和“具有”不排除任何其它的元件或者步骤,并且“一个”或者“一”不排除多个。此外,要注意的是,参考上文中的实施例中的一个所描述的特征或者步骤也能够与其它上述实施例的其它的特征和步骤组合的方式使用。权利要求中的附图标记不视为是限制性的。

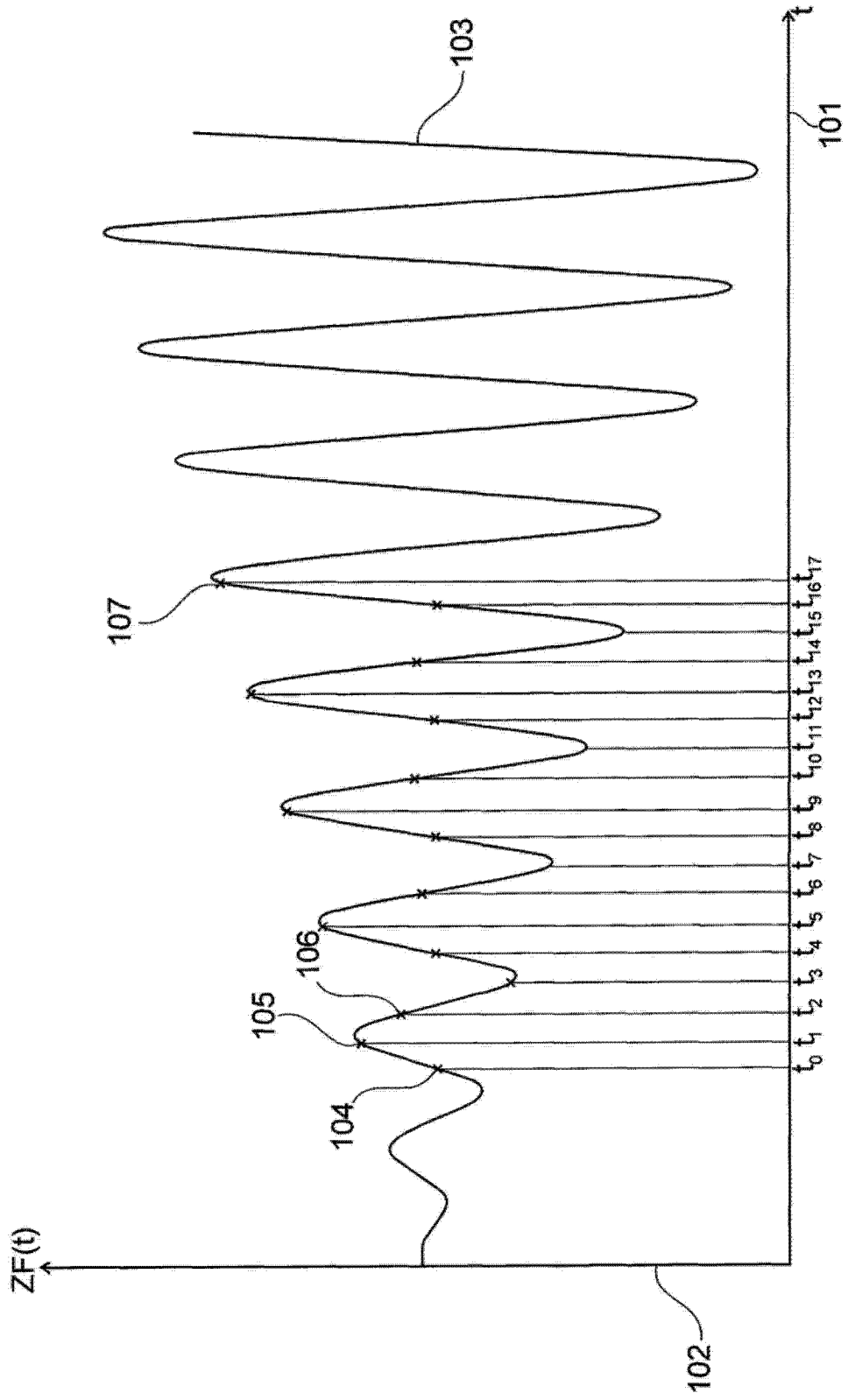


图 1

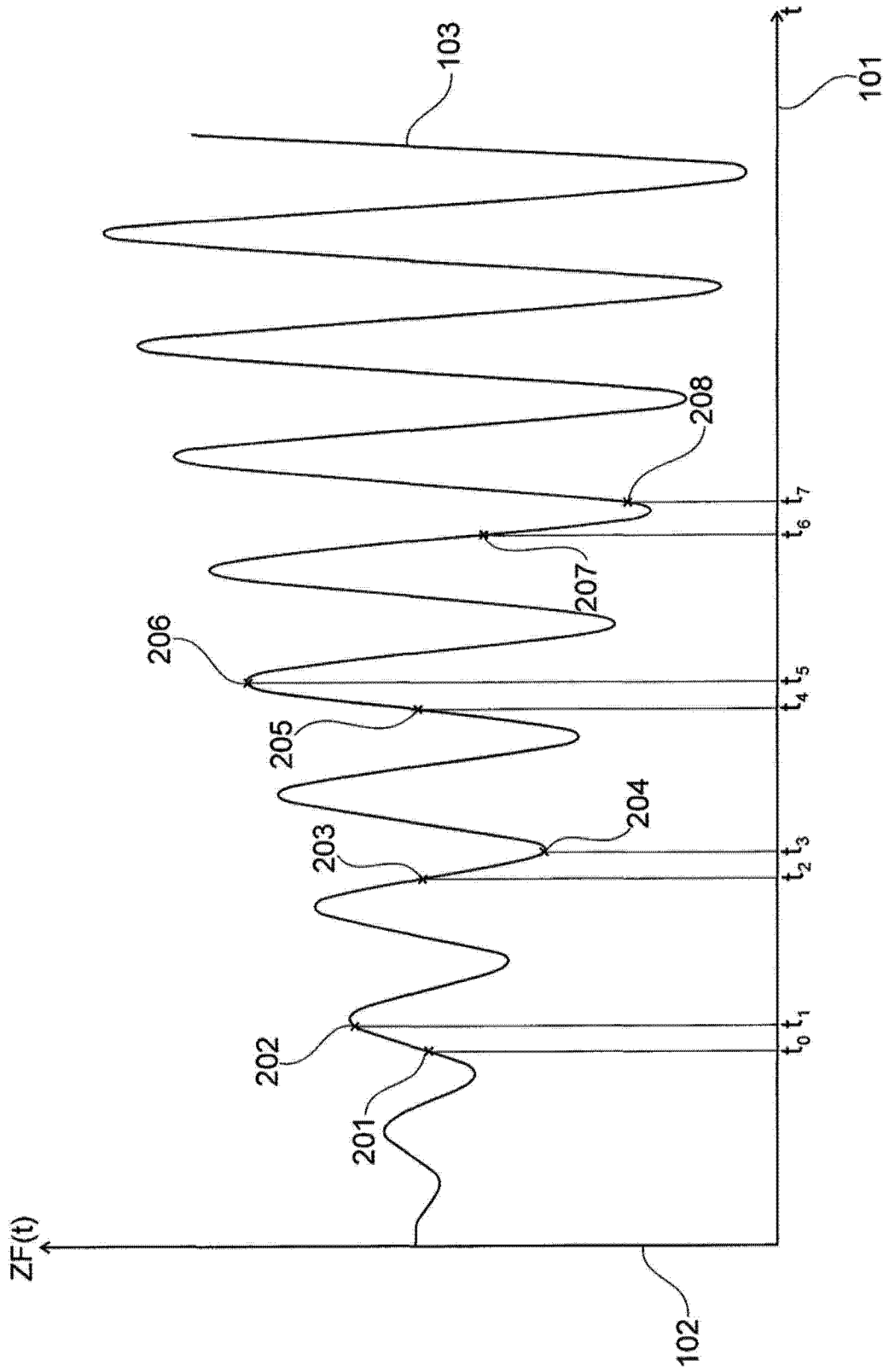


图 2

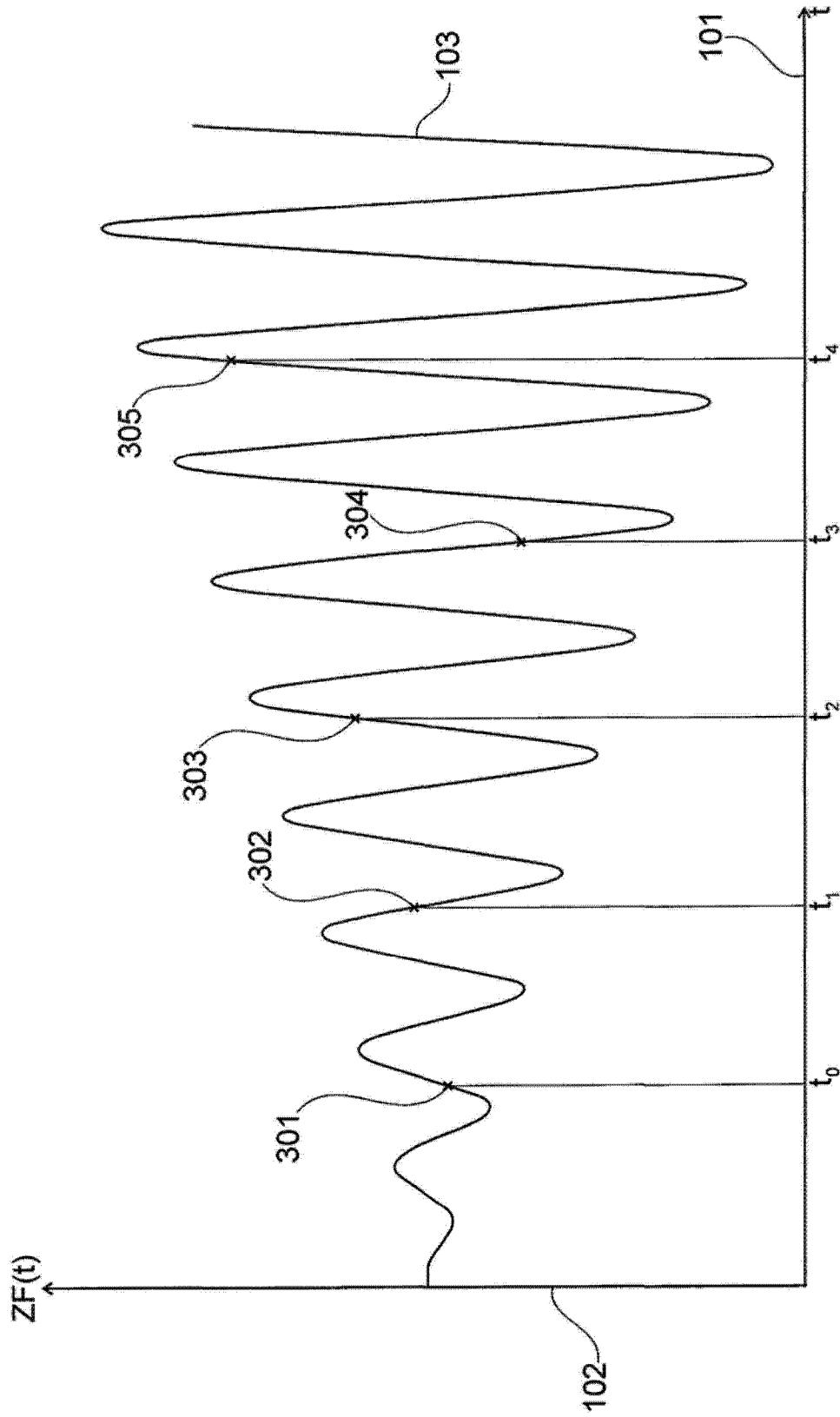
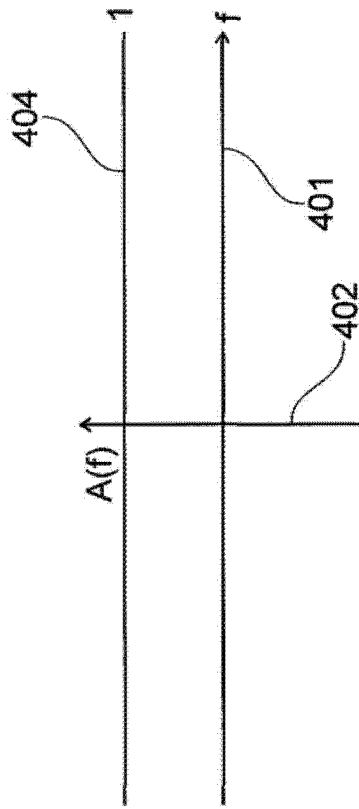


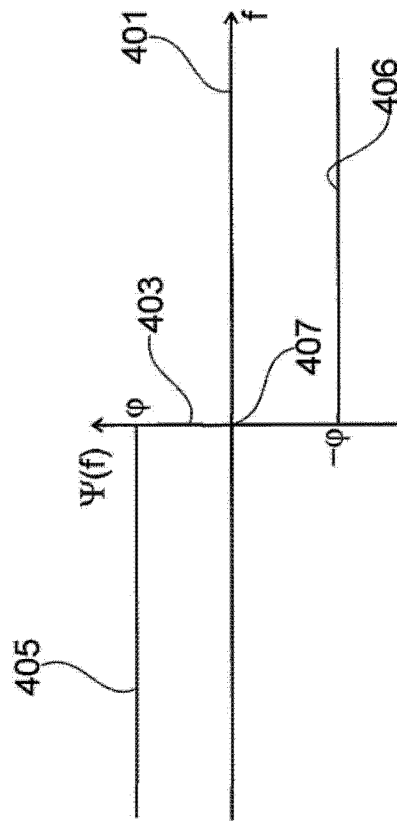
图 3

理想的相位旋转



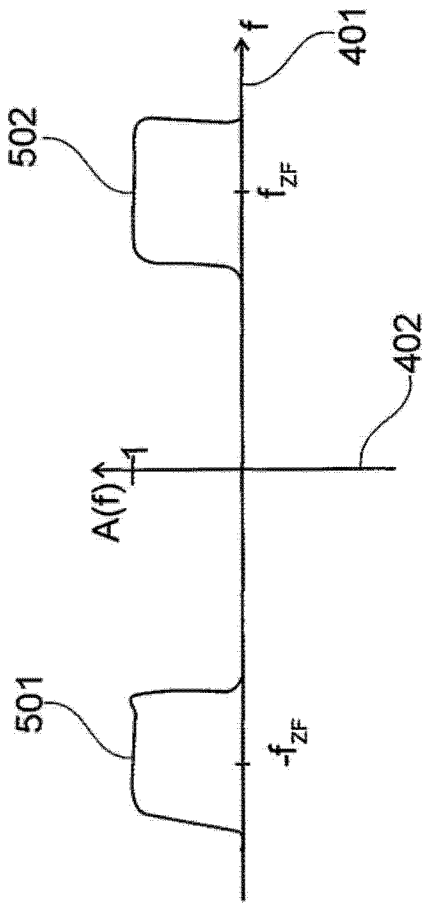
振幅响应:

图 4A



相位响应:

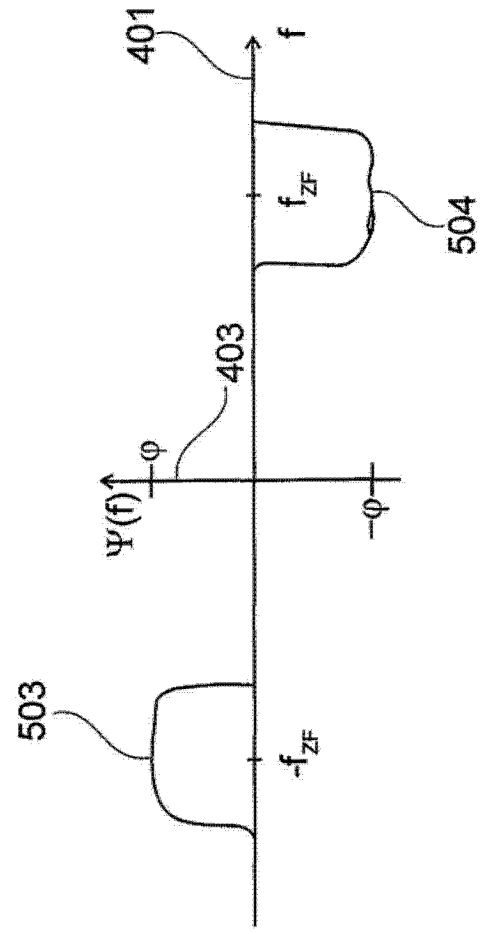
图 4B



实际的相位旋转

振幅响应:

图 5A



相位响应:

图 5B

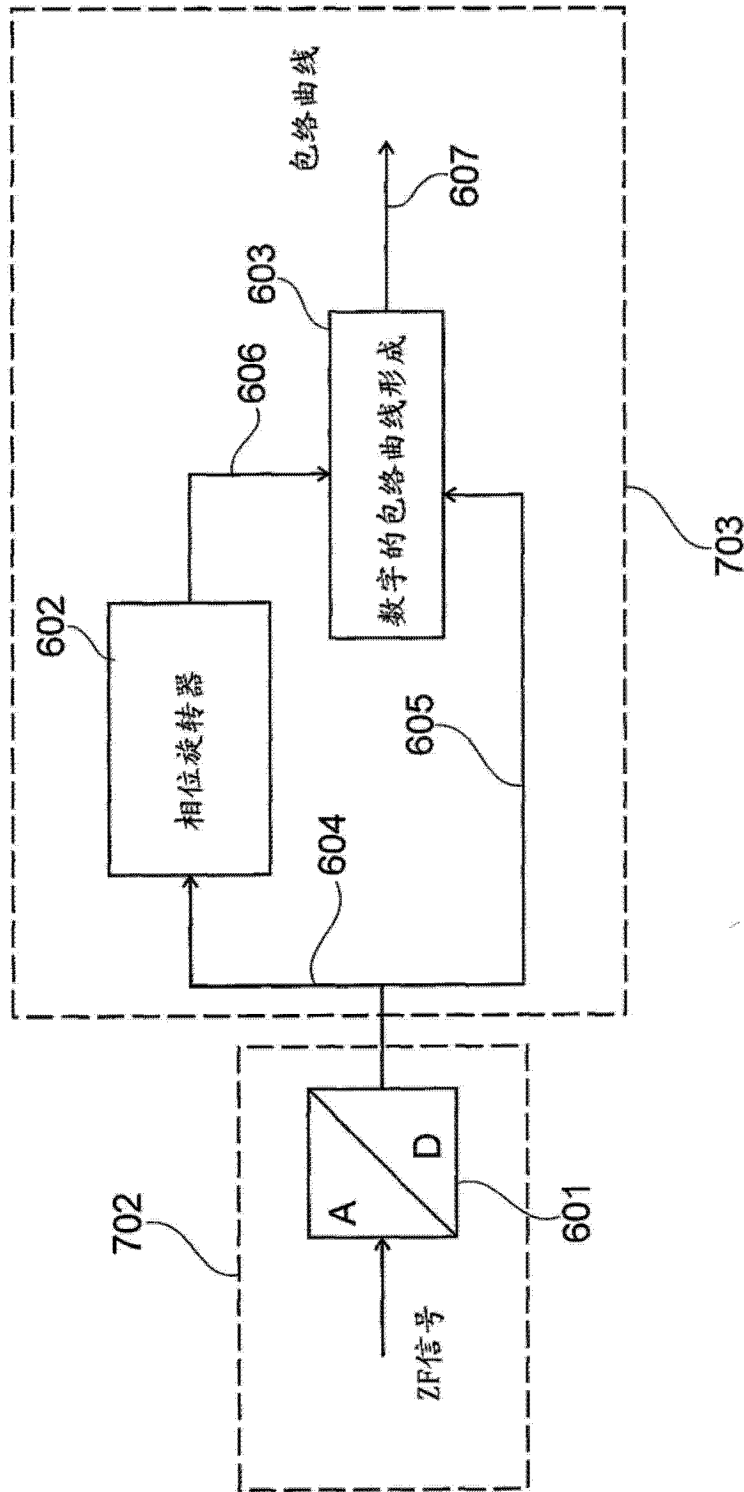


图 6

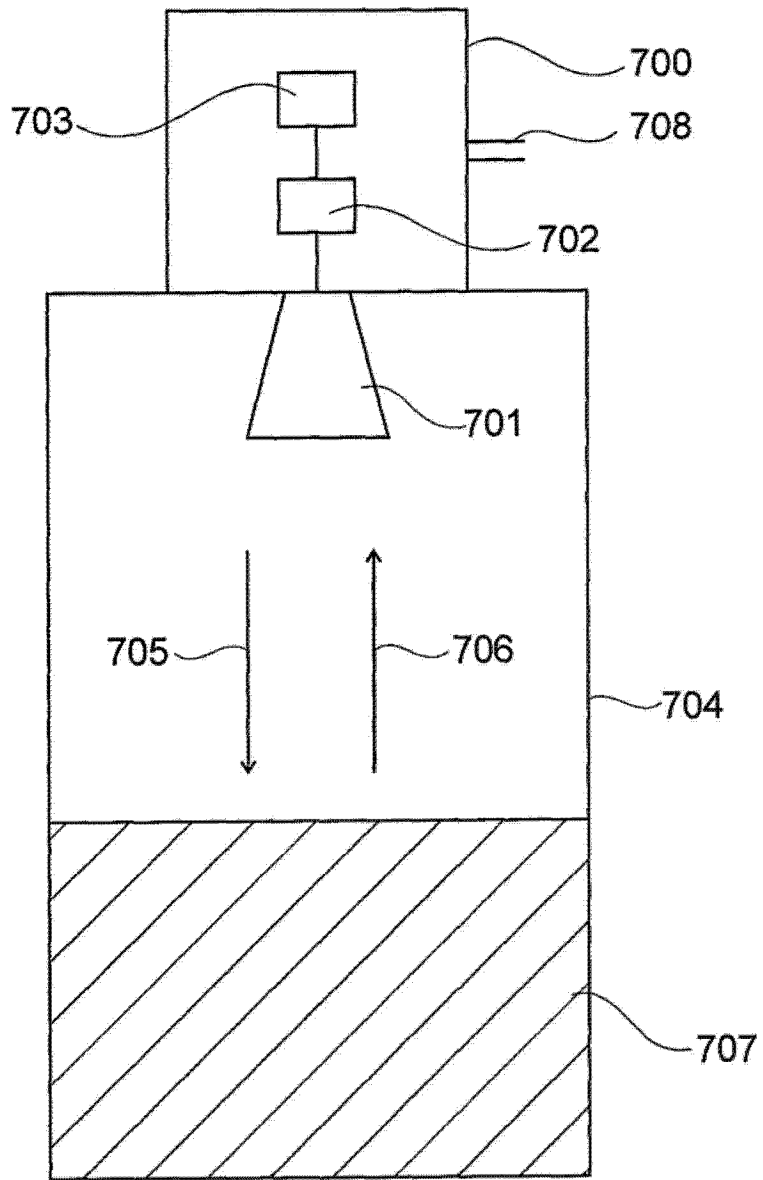


图 7

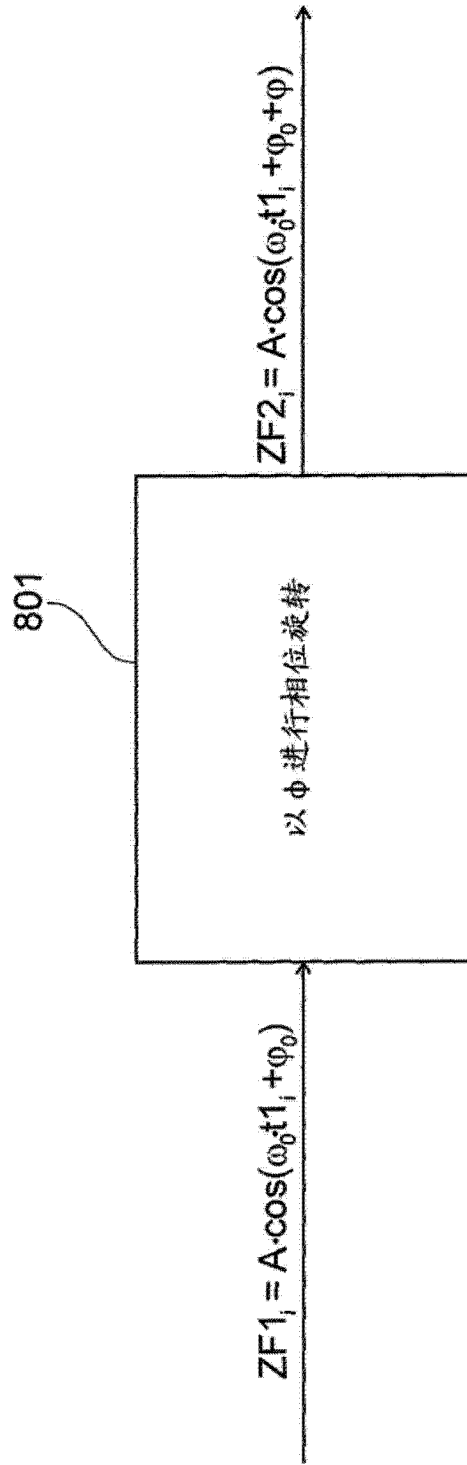


图 8

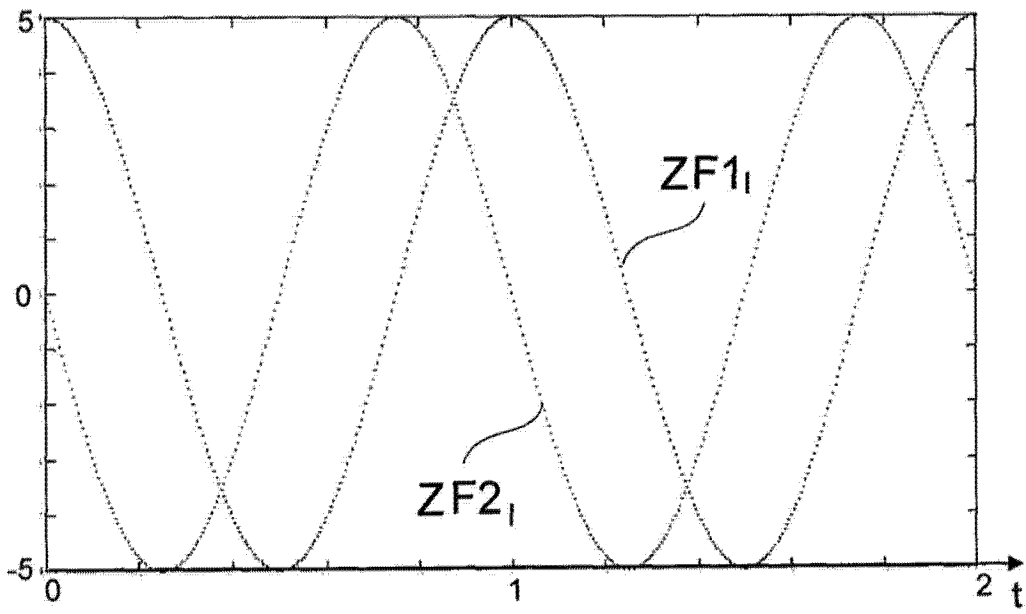


图 9

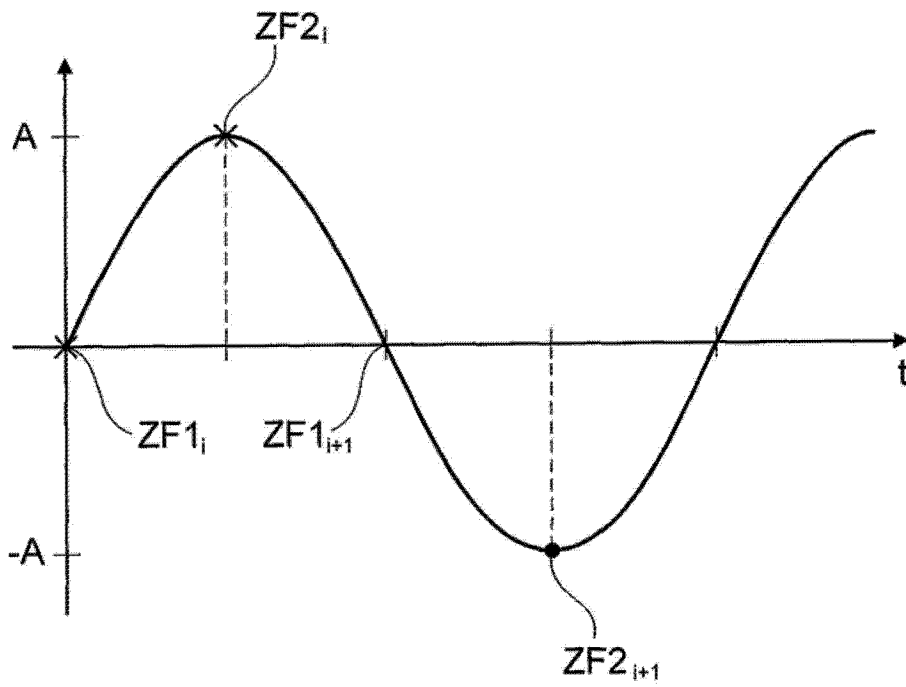


图 10A

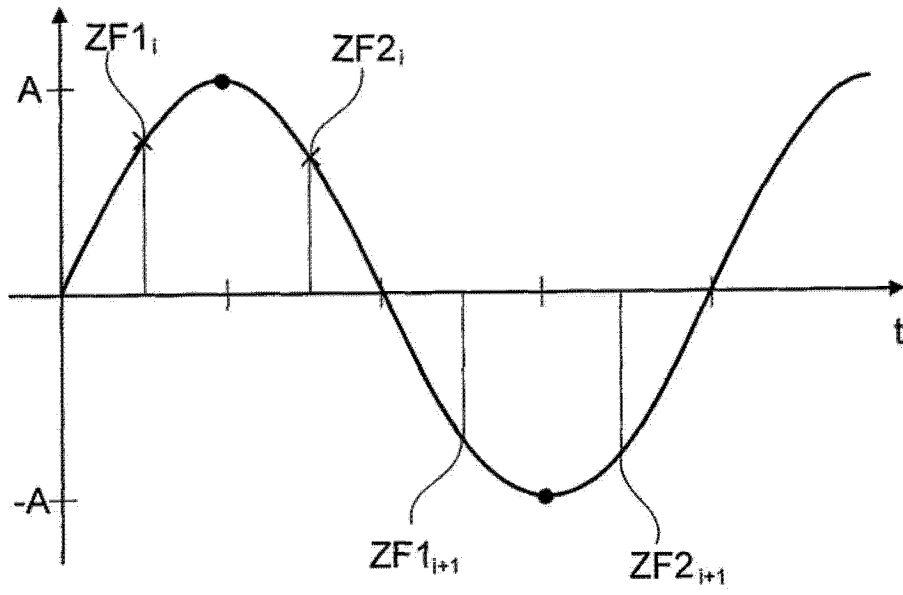


图 10B