(19)中华人民共和国国家知识产权局

(12)发明专利

(10)授权公告号 CN 102435244 B
(45)授权公告日 2014.09.10

(21)申请号 201110372879.9
(22)申请日 2006.07.11
(30)优先权数据
60/697,574 2005.07.11 US
(62)分案原申请数据
200680033181.1 2006.07.11
(73)专利权人 因万西斯系统股份有限公司
地址 美国马萨诸塞州
(72)发明人 马努斯.P. 亨利
(74)专利代理机构 北京市柳沈律师事务所 11105
代理人 邵亚丽
(51)Int.Cl.
G01F 1/84(2006.01)
G01F 15/02(2006.01)
(56)对比文件
CN 1228529 A,1999.09.15, 全文.
CN 1290853 A,2001.04.11, 全文.
WO 00/50854 A1,2000.08.31, 全文.
CN 1201904 A,1998.12.16, 全文.
US 2003/0191598 A1,2003.10.09, 全文.
审查员 刘婉姬

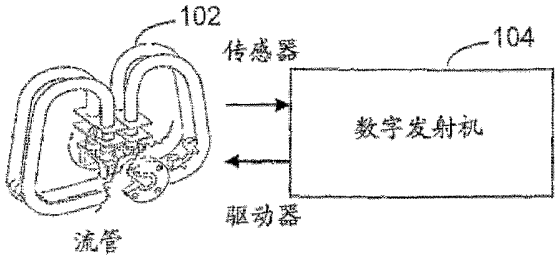
权利要求书2页 说明书37页 附图20页

(54)发明名称

科里奥利模式处理技术

(57)摘要

本申请涉及科里奥利模式处理技术。描述了流量计，其中从附接到可振动流管的传感器中接收传感器信号，以便确定流管内流体的性质，该传感器信号包含驱动信号分量和科里奥利模式分量。该流量计可操作来确定驱动信号分量的驱动参数，以及科里奥利模式分量的科里奥利参数。通过基于驱动信号参数而不是基于科里奥利信号参数来分析传感器信号，流量计能够提供流体性质的稳定和精确的确定。



CN 102435244 B

1. 一种用于流量计的方法，包括：

流体通过具有至少两种振动模式的流管，振动的各模式具有不同的振荡周期；

施加第一驱动信号到流管从而流管振动；

从传感器接收传感器信号，该传感器可操作来感测流管的振动，该传感器信号包括与振动模式的第一模式相关联的第一信号分量，和与振动模式的第二模式相关联的第二信号分量；

在关于流管的振动模式之一的振荡周期定义的时间周期内通过分析接收的传感器信号确定振动的第二模式的一个或多个参数；

至少部分基于振动的第二模式的所确定的参数产生配置来控制振动的第二模式的幅度的第二驱动信号；以及

施加第二驱动信号到流管，

其中振动的第一模式是驱动模式，振动的第二模式是科里奥利模式。

2. 根据权利要求 1 所述的方法，包括：

确定振动的第一模式的一个或多个参数；

其中产生第二驱动信号包括，基于振动的第二模式的所确定的参数和振动的第一模式的所确定的参数产生配置来控制振动的第一模式的幅度和振动的第二模式的幅度的第二驱动信号。

3. 根据权利要求 2 所述的方法，其中确定振动的第一模式的参数包括在关于流管的振动模式之一的振荡周期定义的时间周期内通过分析接收的传感器信号确定振动的第一模式的一个或多个参数。

4. 根据权利要求 3 所述的方法，其中确定振动的第一模式的一个或多个参数包括在关于振动的第一模式的振荡周期定义的时间周期内通过分析接收的传感器信号确定振动的第一模式的一个或多个参数。

5. 根据权利要求 3 所述的方法，其中确定振动的第一模式的一个或多个参数包括在关于振动的第二模式的振荡周期定义的时间周期内通过分析接收的传感器信号确定振动的第一模式的一个或多个参数。

6. 根据权利要求 1 所述的方法，其中确定振动的第二模式的一个或多个参数包括在关于振动的第一模式的振荡周期定义的时间周期内通过分析接收的传感器信号确定振动的第二模式的一个或多个参数。

7. 根据权利要求 1 所述的方法，其中确定振动的第二模式的一个或多个参数包括在关于振动的第二模式的振荡周期定义的时间周期内通过分析接收的传感器信号确定振动的第二模式的一个或多个参数。

8. 根据权利要求 1 所述的方法，其中振动的第二模式的参数包括幅度和相位。

9. 一种流量计发射机，包括：

至少一个处理设备；和

存储设备，该存储设备存储指令以便引起该至少一个处理设备用于：

施加第一驱动信号到流管从而流管振动，其中该流管具有至少两种振动模式，振动的各模式具有不同的振荡周期；

从传感器接收传感器信号，该传感器可操作来感测流管的振动，该传感器信号包括与

振动模式的第一模式相关联的第一信号分量，和与振动模式的第二模式相关联的第二信号分量；

在关于流管的振动模式之一的振荡周期定义的时间周期内通过分析接收的传感器信号确定振动的第二模式的一个或多个参数；

至少部分基于振动的第二模式的所确定的参数产生配置来控制振动的第二模式的幅度的第二驱动信号；以及

施加第二驱动信号到流管，

其中振动的第一模式是驱动模式，振动的第二模式是科里奥利模式。

10. 根据权利要求 9 所述的流量计发射机，其中存储设备还存储指令以便引起该至少一个处理设备用于：

确定振动的第一模式的一个或多个参数；

其中，为了产生第二驱动信号，该指令包括引起该至少一个处理设备用于：基于振动的第二模式的所确定的参数和振动的第一模式的所确定的参数产生配置来控制振动的第一模式的幅度和振动的第二模式的幅度的第二驱动信号的指令。

11. 根据权利要求 10 所述的流量计发射机，其中为了确定振动的第一模式的参数，该指令包括引起该至少一个处理设备用于：在关于流管的振动模式之一的振荡周期定义的时间周期内通过分析接收的传感器信号确定振动的第一模式的一个或多个参数的指令。

12. 根据权利要求 11 所述的流量计发射机，其中，为了确定振动的第一模式的一个或多个参数，该指令包括引起该至少一个处理设备用于：在关于振动的第一模式的振荡周期定义的时间周期内通过分析接收的传感器信号确定振动的第一模式的一个或多个参数的指令。

13. 根据权利要求 11 所述的流量计发射机，其中，为了确定振动的第一模式的一个或多个参数，该指令包括引起该至少一个处理设备用于：在关于振动的第二模式的振荡周期定义的时间周期内通过分析接收的传感器信号确定振动的第一模式的一个或多个参数的指令。

14. 根据权利要求 9 所述的流量计发射机，其中，为了确定振动的第二模式的一个或多个参数，该指令包括引起该至少一个处理设备用于：在关于振动的第一模式的振荡周期定义的时间周期内通过分析接收的传感器信号确定振动的第二模式的一个或多个参数的指令。

15. 根据权利要求 9 所述的流量计发射机，其中，为了确定振动的第二模式的一个或多个参数，该指令包括引起该至少一个处理设备用于：在关于振动的第二模式的振荡周期定义的时间周期内通过分析接收的传感器信号确定振动的第二模式的一个或多个参数的指令。

16. 根据权利要求 9 所述的流量计发射机，其中振动的第二模式的参数包括幅度和相位。

科里奥利模式处理技术

[0001] 本申请是申请日为 2006 年 7 月 11 日、申请号为 200680033181.1、发明名称为“科里奥利模式处理技术”的发明专利申请分案（申请号 200810095972.8）的分案申请。

技术领域

[0002] 本文的描述涉及流量计。

背景技术

[0003] 流量计提供关于通过管道传送的材料的信息。例如，质量流量计提供通过管道传送的材料的质量测量。类似地，密度流量计、或比重计提供流经管道的材料的密度测量。质量流量计还可以提供材料密度的测量。

[0004] 例如，科里奥利 (Coriolis) 型质量流量计基于科里奥利影响，其中流经管道的材料成为受科里奥利力影响的质量并因此经历加速度。许多科里奥利型质量流量计包括通过关于与管道长度正交的旋转轴正弦振荡管道来产生的科里奥利力。在这种质量流量计中，由移动的流体质量所经历的科里奥利反作用力被传送给管道本身，并表现为旋转平面内沿科里奥利力向量方向上管道的偏转或偏移。

发明内容

[0005] 根据一个总的方面，一种方法包括：流体通过具有至少两种自然的振动模式的流管，振动的各模式具有不同的振荡周期；施加第一驱动信号到流管从而流管振动；从传感器接收传感器信号，该传感器可操作来感测流管的振动，该传感器信号包括与振动模式的第一模式相关联的第一信号分量，和与振动模式的第二模式相关联的第二信号分量；在关于流管的振动模式之一的振荡周期定义的时间周期内通过分析接收的传感器信号确定振动的第二模式的一个或多个参数；至少部分基于振动的第二模式的所确定的参数产生配置来控制振动的第二模式的幅度的第二驱动信号；以及施加第二驱动信号到流管。

[0006] 根据另一个总的方面，一种流量计发射机，包括：至少一个处理设备和存储设备。该存储设备存储指令以便引起该至少一个处理设备用于：施加第一驱动信号到流管从而流管振动，其中该流管具有至少两种自然的振动模式，振动的各模式具有不同的振荡周期；从传感器接收传感器信号，该传感器可操作来感测流管的振动，该传感器信号包括与振动模式的第一模式相关联的第一信号分量，和与振动模式的第二模式相关联的第二信号分量；在关于流管的振动模式之一的振荡周期定义的时间周期内通过分析接收的传感器信号确定振动的第二模式的一个或多个参数；至少部分基于振动的第二模式的所确定的参数产生配置来控制振动的第二模式的幅度的第二驱动信号；以及施加第二驱动信号到流管。

[0007] 根据另一个总的方面，一种方法包括：从传感器接收传感器信号，该传感器可操作来检测具有流经其中的流体的流管的振动，该传感器信号包括具有主振幅的主信号分量，和具有次振幅的次信号分量，主振幅大于次振幅。该方法还包括在关于次信号分量的振荡周期定义的时间周期内执行传感器信号的信号分析，并基于信号分析识别主振幅值。

[0008] 实施方式可以包括一个或多个下列特征。例如，主信号分量可以与施加到流管以保持其振荡的驱动模式信号相关，次信号分量可以与在传感器信号中存在的科里奥利模式信号相关。该方法可进一步包括识别驱动模式信号的第一零交叉和相应的传感器信号的第二零交叉之间的时间偏移，该偏移至少部分由传感器信号中科里奥利模式信号的存在引起。执行信号分析可以包括确定主信号分量的主频率的第一估计值，和确定次信号分量的次频率的第二估计值。该方法可进一步包括基于传感器信号连续循环的连续偏移修正第一估计值和第二估计值。

[0009] 在其他实施方式中，该方法可进一步包括基于信号分析识别次振幅，和基于主振幅和时间偏移识别科里奥利模式信号的相位。该方法还可包括基于次振幅和科里奥利模式信号的相位确定主振幅和时间偏移的修正值。

[0010] 执行信号分析可以包括执行第一计算以获得传感器信号的驱动强化的特性(drive-emphasized characterization)，其中驱动模式信号的参数相对于科里奥利模式信号的参数最大化，还执行第二计算以获得传感器信号的科里奥利强化的特性，其中科里奥利模式信号的参数相对于驱动模式信号的参数最大化。执行第一计算可以基于两倍于科里奥利模式信号频率的值，执行第二计算可以基于等于科里奥利模式信号频率的值。第一计算和第二计算可以分别包括关于科里奥利模式信号的频率定义的第一积分和第二积分。

[0011] 执行信号分析可以包括基于主信号分量的实际周期和传感器信号的观测周期之间的偏移执行信号分析。执行信号分析可进一步包括选择该偏移，以使得通过模数转换器关于传感器信号的采样执行信号分析，并使得时间周期的界限与采样的样本一致。在另一种实施方式中，执行信号分析可以包括去除在传感器信号中存在的驱动模式信号的谐波。

[0012] 根据另一个总的方面，一种系统包括信号分析器，其可操作来从传感器接收传感器信号，该传感器检测具有流经其中的流体的流管的振动，该传感器信号包括具有主振幅的主信号分量，和具有次振幅的次信号分量，主振幅大于次振幅。模式最大器可操作来执行传感器信号的第一分析以获得传感器信号的第一特性，其中主信号分量相对于次信号分量被强化(emphasized)，并且可操作来执行传感器信号的第二分析以获得传感器信号的第二特性，其中次信号分量相对于主信号分量被强化。信号识别器可操作来从模式最大器中接收第一特性，并基于该第一特性从其获得主振幅。

[0013] 实施方式可包括一个或多个下列特征。例如，信号识别器可进一步操作来从模式最大器中接收传感器信号的第二特性，并基于该第二特性、主振幅和主信号分量的零交叉点和相应的传感器信号的零交叉点之间的时间偏移从其中获得次振幅。信号识别器可进一步操作来从模式最大器中接收传感器信号的第二特性，并基于第二特性、主振幅和时间偏移从其中获得次信号分量的次振幅和相位。信号识别器可操作来基于次信号的次振幅和相位确定主振幅和时间偏移的修正值。在另一个例子中，信号分析器可操作来关于时间窗执行第一分析和第二分析，该时间窗是关于次信号分量的振荡周期定义的。

[0014] 主信号分量可以与施加到流管以保持其振荡的驱动模式信号相关，次信号分量可以与存在于传感器信号中的科里奥利模式信号相关。

[0015] 信号识别器可操作来识别驱动模式信号的第一零交叉点和相应的传感器信号的第二零交叉点之间的时间偏移，该偏移至少部分由传感器信号中科里奥利模式信号的存在引起。

[0016] 信号分析器可操作来确定与主信号分量相关联的第一频率和与次信号分量相关联的第二频率，分别用于第一计算和第二计算。

[0017] 信号分析器可操作来基于两倍于次信号分量的频率的值执行第一分析，可操作来基于等于次信号分量的频率的值执行第二分析。

[0018] 根据另一个总的方面，一种装置包括具有存储于其上的指令的存储媒体，该指令包括第一代码段，用于从附接到可振动流管的传感器接收传感器信号；第二代码段，用于基于关于传感器信号的科里奥利信号分量的振荡周期定义的传感器信号的第一分析，确定与传感器信号的驱动信号分量有关的驱动参数；和第三代码段，用于基于传感器信号的第二分析和驱动参数，确定与科里奥利信号分量有关的科里奥利参数。

[0019] 实施方式可以包括一个或多个下列特征。例如，该装置可以包括第四代码段，用于基于科里奥利参数确定驱动参数的修正估计。

[0020] 第一分析可提供传感器信号的第一特性，其中驱动信号分量的参数相对于科里奥利信号分量被强化，第二分析可提供传感器信号的第二特性，其中科里奥利信号分量的参数相对于驱动信号分量被强化。

[0021] 根据另一个总的方面，一种方法包括从传感器接收传感器信号，该传感器可操作来感测具有流经其中的流体的流管的振动。该传感器信号具有与施加到流管的驱动信号相关联的主信号分量和与传感器信号混杂 (contaminant) 相关联的次信号分量。该方法进一步包括在关于次信号分量定义的时间周期内基于传感器信号的分析确定主信号分量的主信号参数；和基于主信号参数确定流体的流动参数。

[0022] 实施方式可以包括一个或多个下列特征。例如，确定流动参数可以包括确定流体的质量流率或流体密度。该方法可包括基于主信号参数修改进一步施加到流管的驱动信号。

[0023] 该方法可包括在关于次信号分量定义的时间周期内基于传感器信号的分析确定次信号分量的次信号参数。该方法还可包括基于次信号参数表现流管的外部扰动的特性，或基于次信号参数修改进一步施加到流管的驱动信号。而且，该方法可进一步包括确定次信号分量的次振幅；和基于次振幅修改驱动信号，以便降低次信号分量对传感器信号的影响。

[0024] 该方法可包括从第二传感器接收第二传感器信号；确定第二传感器信号的第二主信号分量的第二主信号参数；确定传感器信号的第一真实零交叉点和传感器信号的第一观测零交叉点之间的第一时间偏移；确定第二传感器信号的第二真实零交叉点和第二传感器信号的第二观测零交叉点之间的第二时间偏移。确定流动参数可包括确定第一时间偏移和第二时间偏移之差；基于该差确定流体的质量流率。与传感器信号的混杂相关联的次信号分量可包括与流管的科里奥利模式振动相关联的科里奥利模式分量。

[0025] 根据另一个总的方面，一种流量计控制系统包括信号混杂检测系统和流动参数确定系统。该信号混杂检测系统可操作来从第一传感器接收第一传感器信号，该第一传感器可操作来对于混杂信号的第一循环检测其中具有流体的流管振动和确定传感器信号中混杂信号第一混杂参数的第一值，并且可进一步操作来对于混杂信号的第二循环确定传感器信号中混杂信号第二混杂参数的第二值。流动参数确定系统可操作来基于传感器信号、第一混杂参数的第一值、和第二混杂参数的第二值确定流体的流动参数。

[0026] 实施方式可包括一个或多个下列特征。例如第一混杂参数的第一值和第二混杂参数的第二值分别可包括混杂信号的振幅和相位的值。通过确定针对传感器信号内的驱动模式信号的第一驱动模式循环的第一驱动参数，和通过确定针对驱动模式信号的第二驱动模式循环的第二驱动参数，流动参数确定系统可操作来确定流动参数，其中驱动模式信号对应于施加到流管以保持其振荡的驱动信号。流动参数确定系统可操作来基于第一混杂参数和第二混杂参数确定第一驱动参数和第二驱动参数。

[0027] 混杂信号可包括科里奥利模式信号。由于流管或流体的条件变化，第一混杂参数和第二混杂参数可彼此不同。

[0028] 基于第一混杂参数和第二混杂参数之间的差别，混杂确定系统可操作来执行流管或流体的条件诊断。

[0029] 该系统可包括驱动发生器，其可操作来输出修改的驱动参数，该参数用于产生施加到流管用于保持其振荡的驱动信号。基于第一混杂参数和第二混杂参数，该驱动发生器可操作来确定修改的驱动参数。驱动发生器可操作来确定修改的驱动参数，以使得修改的驱动参数包括混杂消除参数，该参数被设计来降低传感器信号内混杂信号的影响。

[0030] 一种或多种实施方式的细节在下面的附图和说明书中描述。其他特征将从说明书和附图以及权利要求书中显而易见的。

附图说明

[0031] 图 1A 是使用弯曲流管的流量计的示意图。

[0032] 图 1B 是使用直流管的流量计的示意图。

[0033] 图 2 是使用科里奥利模式处理技术的流量计的结构图。

[0034] 图 3 是具有驱动模式信号分量和科里奥利模式信号分量的传感器信号的第一时序图。

[0035] 图 4 是说明图 2 的流量计的操作的流程图。

[0036] 图 5 是说明图 2 的流量计的第一处理的流程图。

[0037] 图 6 是图 2 的流量计的第二处理的流程图。

[0038] 图 7 是图 2 的流量计的第二实施方式的框图。

[0039] 图 8 是具有驱动模式信号分量和科里奥利模式信号分量的传感器信号的第二时序图。

[0040] 图 9 是说明图 7 的流量计的第一操作的流程图。

[0041] 图 10 是说明图 7 的流量计的第二操作的流程图。

[0042] 图 11 是说明图 7 的流量计的第三操作的流程图。

[0043] 图 12 是说明图 2 和 7 的流量计的第一类型计算的时序图。

[0044] 图 13 是说明图 2 和 7 的流量计的第二类型计算的时序图。

[0045] 图 14 是说明图 2 和 7 的流量计的第三类型计算的时序图。

[0046] 图 15 是说明图 2 和 7 的流量计的第四类型计算的时序图。

[0047] 图 16A 和 16B 是说明两个传感器信号之间的相位差的曲线图。

[0048] 图 17A 和 17B 是说明平均频率和校正频率的曲线图。

[0049] 图 18 是说明科里奥利频率估计的例子的曲线图。

[0050] 图 19A-19D 是说明驱动信号的振幅和相位的原始值和校正值的曲线图。

[0051] 图 20A-20D 是说明驱动信号的幅度调制的曲线图。

[0052] 图 21A-21D 是说明驱动信号的相位差中阶跃变化的曲线图。

[0053] 图 22A-22E 是说明科里奥利振幅中变化的曲线图。

具体实施方式

[0054] 流量计的类型包括数字流量计。例如，美国专利 US6,311,136（在此将其以引用方式并入）公开了数字流量计和包括信号处理和测量技术的相关技术的使用。这种数字流量计在它们的测量中可以是非常精确，具有很小或可忽略的噪声，并且可能够在用于驱动管道的驱动器电路处实现宽范围的正和负增益。这种数字流量计由此在各种设置中是有优势的。例如，普通转让 (commonly-assigned) 的美国专利 6,505,519（在此将其以引用方式并入）公开了甚至在诸如两相流动的困难条件期间，使用宽增益范围和 / 或使用负增益以防止失速，和更精确地对流管实施控制。

[0055] 模拟流量计也存在。尽管这种模拟流量计可以容易具有模拟电路的典型缺点，例如相对于数字流量计来说具有低精确性和高噪声测量的缺陷，但也可以与这里讨论的各种技术和实施方式相符合。因此，在下面的讨论中，术语“流量计”或“测量仪”用来指任何类型的装置和 / 或系统，其中流量计系统，诸如，例如科里奥利流量计系统使用各种控制系统和相关元件来测量流经流管或其他管道的材料的质量流、密度和 / 或其他参数。

[0056] 图 1A 是使用弯曲流管 102 的流量计的示意图。具体来讲，弯曲流管 102 可用来测量例如（移动）流体的一个或多个物理特性，诸如，例如如上所指的密度。在图 1A 中，数字发射机 104 与弯曲流管 102 交换传感器和驱动信号，以便感测弯曲流管 102 的振荡并且相应地驱动弯曲流管 102 的振荡。通过快速和精确地确定传感器和驱动信号，如上所指出的，数字发射机 104 提供弯曲流管 102 的快速和精确操作。与弯曲流管一起使用的发射机 104 的例子例如在普通转让的美国专利 6,311,136 中提供。

[0057] 图 1B 是使用直流管 106 的流量计的示意图。更具体来讲，在图 1B 中，直流管 106 与数字发射机 104 相互作用。这种直流管在概念水平上类似于弯曲流管 102 而工作，相对于弯曲流管 102 具有各种优势 / 劣势。例如，仅仅由于它的结构尺寸，直流管 106 比弯曲流管 102 更容易（完全）充满和清空。在工作中，弯曲流管 102 可工作在例如 50-110Hz 的频率，而直流管 106 可工作在例如 300-1,000Hz 的频率。

[0058] 图 2 是使用科里奥利模式处理技术的流量计的结构图。在图 2 中，数字质量流量计 200 包括数字发射机 104、一个或多个运动传感器 205、一个或多个驱动器 210、流管 215（其也可被参考为管道，并且其可表现为弯曲流管 102、直流管 106、或一些其他类型的流管）、和压力传感器 220。数字发射机 104 可使用一个或多个例如处理器、数字信号处理器 (DSP)、现场可编程门阵列 (FPGA)、ASIC、其他可编程逻辑或门阵列、或具有处理器核心的可编程逻辑来实现。

[0059] 至少基于从运动传感器 205 接收的信号，数字发射机 104 产生对例如流经流管 215 的材料的密度和 / 或质量流的测量。数字发射机还控制驱动器 210 来引起流管 215 中的运动。该运动是由运动传感器 205 来感测的。

[0060] 流经流管的材料的密度测量例如与流管 215 的运动频率和 / 或流管 215 的温度有

关，该流管 215 的运动是由驱动器 210 施加的驱动力在流管 215 中引起的。类似地，流经流管 215 的质量流与流管 215 运动的相位和频率、以及流管 215 的温度有关。流量计 200 可以配置为只测量密度并由此作为比重计操作。

[0061] 流管 215 中的温度影响流管的某些性质，诸如它的硬度和尺寸，使用温度传感器 220 测量该流管 215 中的温度。此外，在图 2 中，压力传感器 225 被显示为与发射机 104 通信，并连接到流管 215，以便可操作来感测流经流管 215 的材料的压力。更具体地讲，压力测量可涉及到流管 215 内流体的绝对压力测量，或涉及到经过流管的一部分的差分压降 (differential pressure drop)。

[0062] 图 2 还图示了液体组分探针 230，当流管 215 包含具有多于一种流体成分的混合流体，诸如，例如是油和水时，该液体组分探针 230 可操作来测量流管 215 内特定液体的量。稍微类似地，空隙 (void) 组分 235 测量流体内流管 215 内气体的百分比，该流体内流管 215 包含至少一种液体和至少一种气体成分。尽管在图 2 中没有特别图示，但各种其他成分可用来测量或确定流管 215 内流体的性质。

[0063] 数字发射机 104 包括流量计输出单元 240，该输出单元 240 可操作来确定与流量计 200 的操作有关的信息。具体来讲，流量计输出单元 240 包括质量流率 / 密度确定系统 245，该系统可操作来确定流管 215 内的质量流率和 / 或流体密度。流量计输出单元 240 还包括驱动信号发生器 250，其可操作来将驱动信号特性输出到驱动器 210，以便保持流管 215 的振荡。

[0064] 基于从传感器 205 接收的传感器信号，流量计输出单元 240 执行上述功能。例如，流量计输出单元 240 可分析来自传感器 205 的传感器信号，以确定传感器信号的频率、和 / 或来自传感器 205 中的不同传感器的传感器信号之间的相位差。

[0065] 在理论上，这些传感器信号反映由驱动器 210 施加的驱动频率处流管振动的形式、参数和特性，并在它们内部或彼此相关的包含关于流管 215 内质量流率、密度或流体流动的其他参数的信息。例如，如果驱动信号被简化为纯正弦信号和作为纯正弦信号被施加，那么由传感器 205 检测的传感器信号在理论上也应当实质上为纯正弦。实际上，许多混杂 (contaminant) 存在于传感器信号中，其可以以不希望的方式改变传感器信号的特性。因此，作为这些混杂在传感器信号内存在的结果，由流量计输出单元 240 输出的测量可能会不太精确。

[0066] 传感器信号内混杂的一个例子包括可以在传感器信号内的驱动频率的谐波。这种谐波可以由例如传感器 205 内的非线性引起，并且不会表现为流管 215 内实际的振动。如果驱动频率被指定为第一谐波，那么典型的第二、第三和第四谐波振幅可以是例如分别处于第一谐波振幅的 1%、0.5%、0.5% 和 0.1%。而且，十次或更高次谐波可在给定环境中传感器信号内观测到。

[0067] 除了由应用驱动信号产生的所需驱动模式之外，传感器信号的另一个混杂源包括流管 215 的其他模式的振动。例如，外部振动、流率中的突变或各种其他因素可导致流管 215 附加模式振动的存在。

[0068] 可以存在于流量计 200 内的振动模式的一个例子公知为振动的科里奥利模式。科里奥利模式典型地是最接近于驱动模式的模式，并因为与流量计 200 的质量流测量相关联的科里奥利力以这种振动模式操作，所以被参考为科里奥利模式。

[0069] 可能令人混乱，但科里奥利力出现在驱动频率处，因此，可分析驱动模式的频率和/或相位来确定例如流管 215 内流体的质量流率。即，正如刚提到的，当流管 215 振动时，流管 215 可包括至少两种模式的振动，其中一种模式对应处于驱动或被驱动模式的流管 215 的振动，第二模式对应处于科里奥利模式的流管 215 的振动。这两种模式可以具有对应于流管 215 运动（例如，扭曲）的不同模式形状。流管 215 内流体质量流引起科里奥利模式形状振荡，但在驱动频率处，同时，科里奥利模式形状具有其自身的固有频率，该固有频率易于被外部振动或其他因素激励。

[0070] 换句话说，对科里奥利模式有两个方面：其在驱动频率处的振荡（与流量计 200 的测量原理相关联）、自身频率处科里奥利模式的自由振动（即，科里奥利频率）。例如由外部振动和其他因素产生的是科里奥利模式的后一方面。正如下面更加详细地解释的，将流量计 200 设计来特性化、识别和/或最小化这种科里奥利模式的影响。

[0071] 为了说明上述概念简要地参考图 3，信号 302 反映上述驱动模式信号，即，对应于流管 215 的运动（例如，速度）的、与由驱动器 210 施加到流管 215 的驱动信号有关的信号。来自驱动器 210 的驱动信号和产生的流管运动（速度）理想地应当彼此同相但不同量，具体来讲，前者通常以 mA 表示，后者以 mV 表示。因此，应当理解，在下面的描述中，信号 302 不表示由驱动器 210 输出的驱动信号，而是表示对应于流管 215 的振动的被驱动模式的驱动模式信号，该振动由来自驱动器 210 的驱动信号对流管 215 的动作激励。

[0072] 信号 304 表示由传感器 205 感测的传感器信号，作为流管 215 振动的结果。科里奥利模式信号 306 或科里奥利信号 306 说明刚才指的科里奥利模式混杂。因此，传感器信号 304 由至少两种模式的振动组成：驱动模式信号 302 和科里奥利模式信号 306。驱动模式信号 302 和科里奥利模式信号 306 还可分别或通过相似术语学被称为驱动频率信号 302 和科里奥利频率信号 306、或驱动信号分量 302 和科里奥利信号分量 306、或驱动频率分量 302 和科里奥利频率分量 306。

[0073] 在图 3 的例子中，可以看到科里奥利模式信号 306 的频率低于驱动模式信号 302 的频率（即，科里奥利模式信号 306 的周期大于驱动模式信号 302 的周期）。然而，通常，科里奥利模式信号 306 可具有比驱动模式信号 302 更小或更大的频率。而且，可以具有多重科里奥利模式信号 306，其中第一个科里奥利模式信号可具有比驱动模式信号 302 小的频率，第二科里奥利模式信号可具有比驱动模式信号 302 大的频率。通常，科里奥利模式信号 306 是一种通常接近于驱动模式信号 306 的振动模式的振动模式。然而，科里奥利模式信号 306 就频率而言不需要特别接近驱动模式信号 302。例如，在图 1B 的直流管中，当使用最低模式的振动作为驱动模式时，下一个（科里奥利）模式的振动可以是两次或更高次，因此可被滤出。

[0074] 通常，虽然关于传感器信号 304 内的驱动模式信号 302 的科里奥利模式信号 306 的分离（例如，过滤）或特性化可以是困难的或不可以的。而且，因为科里奥利力可以随后更容易地在驱动模式内出现，所以当科里奥利模式信号 306 就频率而言尽可能接近驱动模式信号时（由此降低过滤的功效或可能性），可以改善量计 200 的响应时间。

[0075] 当驱动模式信号 302 对应于流管 215 振动的最低模式时，科里奥利模式信号 306 可以是在驱动模式信号 302 之上的下一个最高常驻模式。然而，当驱动模式是振动的相对高模式时，正如刚刚指出的，科里奥利模式信号 306 可以是下一个最低常驻模式，因此可能

需要考虑两个相邻模式（驱动模式之上或之下）。这些可被称为上和下科里奥利模式。在图 2 和 3 的例子中，为了简单的原因，只考虑一个科里奥利模式。然而，应当理解，不管科里奥利模式信号 306 的频率低于和 / 或高于驱动模式信号 302 的频率，这里描述的分析都是有效的。

[0076] 而且在图 3 中，为了下面的讨论将区域 308 和区域 310 指定为所关心的区域。区域 308 包括时间 t = 0，在该时间发生驱动模式信号 302 的零交叉点和传感器信号 304 本身的零交叉点。如图所示，时差或偏移 z1 存在于这两个零交叉点之间，其是由于例如传感器信号 304 内科里奥利信号 306 的存在。如上所指出的，例如在确定传感器信号 304 的频率时流量计输出单元 240 的操作中，零交叉点的检测可能是重要的，以便由此推导流管 215 内流体的密度。因此，偏移 z1 可能导致流量计输出单元 240 的降低的精确性或完全的失败或降低的效率。

[0077] 区域 310 也包括偏移 z1。正如在下面更加详细地描述的，在下面参考为 z2 的附加偏移可能存在于传感器信号 304 中，其为了图 2-6 的讨论的目的没有图示。

[0078] 部分通过特性化、说明和 / 或识别偏移 z1，流量计 200 能够确定科里奥利模式信号 306 的特性和参数。实施另一种方式，流量计 200 能够确定传感器信号 304 的特性和参数，这些特性和参数与驱动模式信号 302 有关，与科里奥利模式信号 306 无关。因此，流量计 200 说明科里奥利模式信号 306 存在的原因或理由（例如，外部振动、提高的流率、或改变的流体流动内气体的百分比），并输出质量流率和 / 或密度测量（还有随后的驱动信号），它们很精确，并能对抗 (resistant to) 科里奥利模式信号 306 的动因和影响。

[0079] 回头参考图 2，其图示了用来获得流量计 200 的这种精确和稳定操作的流量计 200 的组成、操作和分析。例如，数字发射机 104 包括信号分析器 255，其可操作来从传感器 205 接收传感器信号，并输出传感器信号的至少两个特性。

[0080] 具体来讲，信号分析器 255 输出传感器信号 304 的第一特性，其中驱动模式信号 302 的影响被最大化或相对于传感器信号 304 内的与科里奥利信号 306 有关的信息被强化 (emphasized)。而且，信号分析器 255 输出传感器信号 304 的第二特性，其中科里奥利模式信号 306 参数的影响相对于驱动模式信号 302 的存在被最大化。在这种情况下，可以将第一特性即驱动强化的特性输出到信号识别器 260，用于识别驱动模式信号 302 的参数。类似地，但相反地，信号分析器 255 将传感器信号的第二特性即科里奥利强化的特性输出到信号识别器，用于识别科里奥利模式信号 306 参数。

[0081] 这个普通过程以及各种子过程可以迭代重复，直到达到关于传感器信号 304 的特性的所希望的精度级。即，对于流量计输出单元 240 通常所关心的参数是那些传感器信号 304 的特性，这些特性对应于只在驱动频率处的流管的振动，不受传感器信号 304 内科里奥利模式信号 306 的存在的混杂。这些传感器信号 304 的参数或特性允许流量计输出单元 240 来确定流管 215 内流体的质量流率和 / 或密度，并产生精确保持流管 215 所希望的振荡的驱动信号到驱动器 210。

[0082] 然后，在这里所描述的实施方式中，这些反映驱动模式信号 302 的特性的参数和在这里被称为驱动信号参数的传感器信号 304 的参数被称为 :“A”指的是驱动模式信号 302 的振荡振幅 ;“f”是驱动模式信号 302 的频率 ;“θ”是当时间 t = 0 时驱动频率处传感器信号 304 的相位。类似地，科里奥利模式信号 306 的相应参数包括振幅 B、频率 k 和相位φ。

[0083] 因此，通过确定驱动参数A、f和θ的精确表示，信号分析器255和信号识别器260保证流量计输出单元240的精确输出和操作。类似地，通过确定科里奥利模式信号306参数B、k和φ的精确特性，信号分析器255和信号识别器260可有助于A、f和θ的精确确定。

[0084] 而且，通过确定科里奥利模式信号306参数B、k和φ，数字发射机104允许精确确定例如外部振动或导致传感器信号304中科里奥利模式信号306的存在的其他因素的特性。结果，这种外部因素可从传感器信号304中提取出来，用于例如产生科里奥利模式参数的确定值的外部事件的分析，或否则用于响应这些因素和/或消除这些因素的影响。

[0085] 然后，在一次接一次循环的基础（根据需要或更频繁或较不频繁）上，可执行用于确定驱动和科里奥利参数A、f、θ、B、k和φ的所描述技术。这样，来自前一循环的信息可用于在下一循环上执行的计算（例如，作为初始估计）。而且，在发生变化的传感器信号的同一或下一周期内，可检测和特性化传感器信号304中的变化。

[0086] 正如在下面更详细地描述的，通过执行零交叉点检测器255，信号分析器255进行操作，其分析传感器信号304，以确定传感器信号304穿过零值的时间，例如在图3中的区域308和310内。正如所知道的，这种感测的零交叉点可用来计算传感器信号304的周期，并由此计算传感器信号304的频率。

[0087] 频率计算机270可用来接收零交叉点检测器265的输出，以计算传感器信号304的频率f。然后，可以从频率f中确定科里奥利模式信号306的频率k。例如，经常的情况是，频率f和频率k之间的现有关系是已知的。例如，频率k可被表达为由因子√3或由其他因子化简的频率f。

[0088] 一旦频率f和k是已知的，积分器(integrator)275可用来执行传感器信号304的两种特性化。即，如上所述，积分器275可执行信号304的第一积分，其中传感器信号304内驱动模式信号302的参数A、f和θ相对于存在于传感器信号304内的科里奥利模式信号306的科里奥利模式参数B、k和φ而被最大化或被强化。结果，积分器275可输出传感器信号304的驱动强化的特性到信号识别器260，其中科里奥利模式信号306的参数B、k和φ的影响被最小化或被消除。

[0089] 类似地，积分器275可执行第二积分，其中传感器信号304内科里奥利模式信号306的参数或特性B、k和φ相对于传感器信号304内相应驱动信号参数A、f、θ而被最大化或被强化。结果是科里奥利强化的特性被积分器275输出到信号识别器260。

[0090] 信号识别器260接收积分结果，即，积分结果280内传感器信号304的驱动强化的特性和传感器信号304的科里奥利强化的特性。积分器275的功能还可被称为模式最大化，即，积分器275执行第一积分来最大化传感器信号304内驱动模式信号302的影响（最小化科里奥利模式信号306的影响），并执行第二积分来最大化传感器信号304内科里奥利信号306的影响（最小化驱动模式信号302的影响）。

[0091] 例如，积分器275可将这两个积分作为传感器信号304的数值积分执行，其例子在下面更加详细地提供。然后，这些数值积分的结果可被存储在积分结果280中。

[0092] 第二存储器或数据库285存储将被计算的各种信号参数的原始和/或修正的估计。因此，参数计算器290输入积分结果和原始参数估计，并计算参数的剩余部分，以及用于参数估计的改进值。信号分析器385可使用相同或相似的参数估计，因此参数估计数据库285也图示在信号分析器255内。当然，信号分析器255和信号识别器260可访问相同

或不同的参数估计数据库 285。

[0093] 在下面参照图 3 和 4 更加详细地提供信号分析器 255 的操作的例子。具体来讲，应当理解，用于确定传感器信号 304 的振幅 A 和相位数据 θ 的已知技术包括信号 304 的傅立叶分析，正如例如在普通转让的美国专利 No. 6,311,136 中详细描述的，其在上面以引入方式并入。在这种分析中，例如，积分可在传感器信号 304 的周期内执行，该周期假定等于驱动模式信号 302 的周期，正如在下面由公式 1、1a、2 和 2a 所说明的。

[0094] $$I_S(A, f, \theta) := \int_0^{\frac{1}{f}} A \cdot \sin\left[(2\cdot\pi\cdot f\cdot t) + \theta\right] \cdot \sin(2\cdot\pi\cdot f\cdot t)\, dt$$

[0095] 公式 (1)

[0096] $$I_S(A, f, \theta) = \frac{1}{2f} A\cos(\theta)$$

[0097] 公式 (1a)

[0098] $$I_C(A, f, \theta) := \int_0^{\frac{1}{f}} A\cdot\sin\left[(2\cdot\pi\cdot f\cdot t) + \theta\right]\cdot\cos(2\cdot\pi\cdot f\cdot t)\, dt$$

[0099] 公式 (2)

[0100] $$I_C(A, f, \theta) = \frac{1}{2f} A\sin(\theta)$$

[0101] 公式 (2a)

[0102] 正如可看到的，公式 (1) 和 (2) 分别依赖于与调制函数 sin(2πft) 和 cos(2πft) 的积分。公式 (1) 和 (2) 可分别被简化成公式 (1a) 和 (2a)，其可被处理来确定 A 和 θ 的分析表示，正如在公式 (3) 和 (4) 中所示：

[0103] $$A_est := 2\cdot f\sqrt{I_S^2 + I_C^2}$$

[0104] 公式 (3)

[0105] $$\theta_est := \operatorname{atan}\left(\frac{I_C}{I_S}\right)$$

[0106] 公式 (4)

[0107] 因此，给定函数 I_S 和 I_C 的值以及频率 f，可以获得值 A 和 θ 的估计值。

[0108] 总之，因而，例如表达式 Asin(2πt+θ) 和 Acos(2πt+θ) 表示传感器信号 304。在不影响公式 (1)-(4) 的结果的情况下，传感器信号的更高次谐波可能存在，因为根据定义，谐波的零交叉点将与传感器信号 304 本身的零交叉点相同，并且设计傅立叶分析来消除这种谐波的影响。在公式 (1) 和 (2) 中，如上所述，在驱动频率 f 处用纯正弦或余弦调制函数 (即分别为 sin(2πft) 和 cos(2πft)) 乘以传感器信号 304，并且在一个完整驱动周期内积分该传感器信号 304。

[0109] 作为这些操作的结果，可通过确定两个分离传感器信号上观测相位数据之间的差 (例如，两个不同传感器的 θ 中的差) 来确定多个传感器信号 304 之间的相位差，其大致与流管 215 内流体的质量流率成比例。而且，因为频率是已知的，还可以确定材料的密度。

更进一步，这些因素连同振幅 A 的确定值可用来产生驱动信号到驱动器 210，因此保持流管 215 的所希望的振荡。公式 (1)-(4) 的分析没有专门考虑科里奥利模式信号 306 的影响，因此，当几乎没有或没有可能导致传感器信号 304 中科里奥利模式信号 306 的存在的干扰或其他因素时，这些分析是足够的。

[0110] 然而，在图 2 和 3 中，如上面所参考的和在下面更加详细地描述的，考虑科里奥利模式信号 306 的存在和影响。具体讲，例如，积分器 275 执行对公式 (1)-(4) 的相关分析，但基于科里奥利模式信号 306 的操作周期执行积分，该周期与驱动模式 302 的振荡周期相反。

[0111] 例如，在下面的例子中，积分周期沿着远离驱动模式信号 302 的零交叉点的两个方向上对称延伸，以便包围科里奥利模式信号 306 的整个振荡周期。换句话说，不是在从时间 t = 0 到时间 t = 1/f 的周期内积分，而是积分周期负向延伸值 [(1/2k)-(1/2f)]，从相应驱动周期的末端沿正向方向延伸相应量 [(1/2k)-(1/2f)]，如在图 3 中所图示的。

[0112] 这种方法导致公式 (1) 和 (2) 的积分极限值的改变，具体来讲，除了改变极限值本身，还改变调制函数，正如在下面更加详细地描述的。还如下所述，而且在上下文中调制函数的改变考虑了积分器 255 的模式最大化能力，如上所述。例如，如果使用两倍于科里奥利模式频率 (即，2k) 的第一调制函数，然后驱动模式的影响将被最大化，而科里奥利模式的影响将被降低或被消除。然而，如果使用等于科里奥利频率 (k) 的第二调制函数，那么科里奥利模式的影响将被最大化。公式 5-8 提供了两倍于科里奥利模式频率的第一描述的调制函数的例子。

[0113] 具体讲，公式 (5) 说明了 CS2_z1 整数。即，使用上述符号，公式 (5) 表示上面公式 (1) 的形式，但具有许多关于对公式 (5) 使用的形式和符号的注释点。第一，除了表示驱动模式信号 302 的作用的公式 (1) 的“A”项外，公式 (5) 还包括表示科里奥利模式信号 306 的“B”项 (即，$B\sin[2\pi kt+\varphi]$)。即，公式 (5) 采用“整数值＝ (A 或驱动模式项)+(B 或科里奥利模式项)”的普通形式，这通过下面的公式和讨论可以看出。

[0114] 第二，公式 (5) 具有整数极限值，该极限值扩展到包围科里奥利模式的整个周期，该科里奥利模式再次在公式 (5) 中通过“B”项来指出。第三，象公式 (1)，公式 (5) 表示傅立叶分析的正弦项，正如通过“S”项所表示的。第四，公式 (5) 包含具有频率 2k 的调制函数，通过在调制函数中使用 (4πk) 和通过表达式 CS2_z1 的“2”项标明。第五，正如通过 CS2_z1 表达式中 z1 项所标明的，公式 (5) 包括在整数极限值中并因此在调制函数中的偏移值 z1，以便考虑对于图 3 的区域 308 和 310 在上面所讨论的传感器信号 304 的改变的零交叉点的作用。

[0115]

$$CS2_z1_int\ (A,f,B,k,\phi,z1) := \int_{-\left(\frac{1}{2k}-\frac{1}{2f}\right)+z1}^{\frac{1}{f}+\left(\frac{1}{2k}-\frac{1}{2f}\right)+z1} \left[B\cdot\sin\left[(2\cdot\pi\cdot k\cdot t)+\phi\right]+A\cdot\sin(2\cdot\pi\cdot f\cdot t)\right]\cdot\sin\left[4\cdot\pi\cdot k\cdot\left[t-z1+\left(\frac{1}{2k}-\frac{1}{2f}\right)\right]\right]dt$$

[0116] 公式 (5)

[0117] 而且在公式 (5) 的表达式中，应当理解，表示整数极限值，以使得在图 3 中用于驱动模式分量 (A 项) 的零项点发生在时间 t = 0 处，而由于传感器信号 304 内科里奥利模式分量 306 的存在，传感器信号 304 的零交叉点发生在时间 t = z1。可选择这个符号来反映

在积分器 275 内执行的计算，其中通常在零交叉点之间执行积分，而不是在 z1 处开始，因为在积分时，z1 值通常是未知的。

[0118] 已经表达了这个 CS2_z1 整数，对于其值的解析表达式可根据其参数 f、k、A、z1、B、φ和 z1 表达。如在下面所看到的，一般而言，可以确定公式 (5) 的 A 项和 B 项的每个的解析形式，具体来讲，B 项可能被发现正好是零。因此，对于公式 5 的 A 项，类似于公式 (1a)，可被确定并在公式 (6) 中表达出来：

[0119] $$CS2_z1(A,f,B,k,\phi,z1) := \frac{-2\cdot k\cdot A}{\pi\cdot\left(f^2-4\cdot k^2\right)}\cdot\sin\left(\frac{f}{k}\cdot\pi\right)\cdot\cos\left(2\cdot f\cdot\pi\cdot z1\right)$$

[0120] 公式 (6)

[0121] 如上所述，公式 (5) 的 B 项的相应表达式可被确定为零，其是积分器（模式最大器）275 的第一所希望的结果。即，公式 (6) 提供第一对整数的第一项，其中驱动模式相对于科里奥利模式被强化或被最大化，实际上，公式 (6) 获得了整个消除科里奥利模式 (B 项) 的所希望的结果，因此，公式 (6) 可被认为是公式 (6) 整个积分的解析结果，具有 A 的上述项，B 项被整个消除。如所解释的，扩展整数极限值和将调制函数频率扩大两倍自然获得该结果，该结果考虑了偏移 z1 的影响。

[0122] 就公式 (2) 而言可执行相应的分析，即，傅立叶分析的余弦项。使用上述符号，公式 (7) 表示 CC2_z1 整数。即，第一个“C”再一次标明在整个科里奥利模式周期内的积分，第二个“C”标明表达余弦项的事实，“2”表示将调制频率加倍。

[0123]

$$CC2_z1_int(A,f,B,k,\phi,z1) := \int_{-\left(\frac{1}{2k}-\frac{1}{2f}\right)+z1}^{\frac{1}{f}+\left(\frac{1}{2k}-\frac{1}{2f}\right)+z1} \left[B\cdot\sin\left[(2\cdot\pi\cdot k\cdot t)+\phi\right]+A\cdot\sin(2\cdot\pi\cdot f\cdot t)\right]\cdot\cos\left[4\cdot\pi\cdot k\cdot\left[t-z1+\left(\frac{1}{2k}-\frac{1}{2f}\right)\right]\right]dt$$

[0124] 公式 (7)

[0125] 如同公式 (6)，可获得公式 (7) 的解析表达式，并在下面表示为公式 (8)。

[0126] $$CC2_z1(A,f,B,k,\phi,z1) := \frac{-A\cdot f}{\pi\cdot\left(f^2-4\cdot k^2\right)}\cdot\sin\left(\frac{f}{k}\cdot\pi\right)\cdot\sin\left(2\cdot f\cdot\pi\cdot z1\right)$$

[0127] 公式 (8)

[0128] 而且，公式 (6) 的 B 项的类似表达式可表示为零，其是最小化科里奥利模式影响和最大化驱动模式信号 302 影响所希望的结果。换句话说，公式 (8) 提供根本不具有 B 项的 CC2_z1 的分析表达式，正如通过将两倍于科里奥利频率 k（即，2k）的频率作为调制函数并在科里奥利周期内积分已将其消除。

[0129] 因此，公式 (8) 表示由积分器（模式最大器）275 输出的第一对整数中的第二项，其中驱动模式信号 302 相对于科里奥利模式被强化。即，在这个例子中，传感器信号 304 的驱动强化的特性分别包括公式 (6) 和 (8) 的整数对 CS2_z1 和 CC2_z1。

[0130] 如下所述，可以以类似于上述公式 (3) 和 (4) 的方式使用公式 (6) 和 (8)，以便分别获得 A 和 z1 的可解表达式。然而，由于科里奥利信号 306 的影响在公式 (6) 和 (8) 中最小化，所以当施加到用科里奥利模式分量 306 混杂的传感器信号时，相对于从公式 (3) 和 (4) 中计算出的值这些值的精确度将提高。

[0131] 而且，这些 A 和 z1 的改进值可用来更精确地确定针对科里奥利模式信号 306 本身的相应项 B 和φ的值，然后其本身可用来确定 A 和 z1 的再一次精确值。这个过程可以迭代重复，直到达到所希望的精度级。然后，值 A 可用来产生针对施加到流管 215 的新驱动信号的适当参数，来自第一传感器的第一传感器信号的值 z1 可以与为来自第二传感器的第二传感器信号确定的 z1 的相应值结合使用，以便确定传感器信号之间的相位差（由此确定流管 215 内流体的质量流率）。

[0132] 具体来讲，可从下面的公式 (9)-(14) 确定相应项 B 和φ。在公式 (9)-(14) 中，确定两个类似项 CS1_z1 和 CC1_z1，其中，再一次，第一项“C”表示相应于科里奥利模式整个驱动周期的整数极限值，第二项“S”或“C”分别表示正弦项或余弦项，以及“1”项将频率 k 的使用指定为调制频率。

[0133] 因此，公式 (9) 表示 CS1_z1 项，其中公式 (9) 和公式 (5) 之间的差别仅在于调制项包含形式 sin(2πk(...)) 的项而不是 sin(4πk(...))。因此，公式 (9) 可写为：

[0134]

$$CS1_z1_int(A,f,B,k,\phi,z1) := \int_{-\left(\frac{1}{2k}-\frac{1}{2f}\right)+z1}^{\frac{1}{f}+\left(\frac{1}{2k}-\frac{1}{2f}\right)+z1} \left[B\cdot\sin\left[(2\cdot\pi\cdot k\cdot t)+\phi\right]+A\cdot\sin(2\cdot\pi\cdot f\cdot t)\right]\cdot\sin\left[2\cdot\pi\cdot k\cdot\left[t-z1+\left(\frac{1}{2k}-\frac{1}{2f}\right)\right]\right]dt$$

[0135] 公式 (9)

[0136] 公式 (9) 具有在公式 (10) 中表示的 A 项的分析表达式：

[0137] $$CS1_Aonly_z1(A,f,B,k,\phi,z1) := \frac{-k\cdot A}{\pi\cdot\left(f^2-k^2\right)}\cdot\sin\left(\frac{f}{k}\cdot\pi\right)\cdot\cos(2\cdot f\cdot\pi\cdot z1)$$

[0138] 公式 (10)

[0139] 公式 (9) 具有在公式 (11) 中表示的 B 项的分析表达式：

[0140] $$CS1_Bonly_z1(A,f,B,k,\phi,z1) := \frac{-B}{2\cdot k}\cdot\cos\left[k\cdot\pi\cdot\left(\frac{1}{f}+2\cdot z1\right)+\phi\right]$$

[0141] 公式 (11)

[0142] 如下所见，公式 (10) 的 B 项相对于公式 (11) 的 A 项被最大化，尽管 A 项不趋向于零。

[0143] 可对由积分器 275 输出的传感器信号 304 的科里奥利强化（即 B 项最大化）的特性的余弦项执行类似分析。如在公式 (12) 中所示，这个余弦项可表示为 CC1_z1：

[0144]

$$CC1_z1_int(A,f,B,k,\phi,z1) := \int_{-\left(\frac{1}{2k}-\frac{1}{2f}\right)+z1}^{\frac{1}{f}+\left(\frac{1}{2k}-\frac{1}{2f}\right)+z1} \left[B\cdot\sin\left[(2\cdot\pi\cdot k\cdot t)+\phi\right]+A\cdot\sin(2\cdot\pi\cdot f\cdot t)\right]\cdot\cos\left[2\cdot\pi\cdot k\cdot\left[t-z1+\left(\frac{1}{2k}-\frac{1}{2f}\right)\right]\right]dt$$

[0145] 公式 (12)

[0146] 公式 (13) 和 (14) 分别表示公式 (12) 的 A 项和 B 项的分析表达式。

[0147] $$CC1_Aonly_z1(A,f,B,k,\phi,z1) := \frac{-f\cdot A}{\pi\cdot\left(f^2-k^2\right)}\cdot\sin\left(\frac{f}{k}\cdot\pi\right)\cdot\sin(2\cdot f\cdot\pi\cdot z1)$$

[0148] 公式 (13)

[0149] $$CC1_Bonly_z1(A,f,B,k,\phi,z1) := \frac{-B}{2\cdot k}\cdot\sin\left[k\cdot\pi\cdot\left(\frac{1}{f}+2\cdot z1\right)+\phi\right]$$

[0150] 公式 (14)

[0151] 如同上面的公式 (10) 和 (11)，以及如在下面更加详细地描述的，公式 (13) 的 B 项相对于公式 (14) 的 A 项被最大化。结果，类似于公式 (3) 和 (4)，可分别确定 B 和φ的表达式，因此可将 B 和φ确定到相当高的精确度，具体地因为上面改进了精确度的 A 和 z1 项可在其计算中使用。

[0152] 在下面更加详细地提供对公式 (5)-(14) 的推导和使用的进一步解释和例子，具体来讲，参照图 12-15，包括对上述第一和第二调制函数的选择的进一步解释。然而，参照图 2-11 的所述操作和相关联的例子，足以理解积分器 275 可操作来，在由关于驱动模式信号 302 的周期的科里奥利模式信号 306 的周期定义的时间间隔上，执行传感器信号 304 的数值积分，该科里奥利模式信号 306 的周期包括由科里奥利模式信号 306 的存在引起的零交叉点偏移 z1。结果，如上所述，积分器 275 输出作为第一对整数 CS2_z1 和 CC2_z1 的传感器信号 304 的驱动强化的特性，和作为第二对整数 CS1_z1 和 CC1_z1 的传感器信号 304 的科里奥利强化的特性。

[0153] 结果，图 2 的信号分析器 255 和信号识别器 260 可被认为是混杂确定或检测系统，其可操作来确定诸如传感器信号 304 内的科里奥利模式信号 306 的混杂信号的实际值。而且，这些值可在一个接一个周期的基础上确定，即使当驱动模式信号 302 非常接近于混杂信号并且不需要混杂信号的滤波时。一个关键的基本原理是，在积分过程之前运动传感器信号没有被滤波，例如，以便降低任何特定振动模式的影响，由此避免任何动态响应的损失。结果，流量计 200 的动态响应非常好，具体来讲，流量计的响应同时改变流管 215 内流体的流动参数（例如，流体的质量流率值的变化）和改变混杂信号的混杂参数（例如，由于流管的外部干扰、或由于流管条件或流体条件的变化引起的变化）。

[0154] 给出上述解释，图 4-6 提供了图 2 的流量计 200 的信号分析器 255 和信号识别器 260 的结构、功能和操作的概述。

[0155] 具体讲，图 4 是说明图 2 的信号分析器 255 的操作的流程图 400。在图 4 中，信号分析器 255 接收传感器信号 304，如上所解释的，其包括与驱动模式信号 302 相关的部分和与诸如科里奥利模式 306(402) 的混杂相关的其他部分。

[0156] 信号分析器 255 的零交叉点检测器 265 分析传感器信号 304，以观察传感器信号 304(404) 的零交叉点。从这些信息中，频率计算器 270 可操作来确定驱动频率 f 并因此确定科里奥利频率 k(406)。例如，如上所述，可简单地将驱动频率 f 确定为两个连续零交叉点之间的时间周期间隔，同时可基于 f 和 k 之间的已知关系诸如 $k = (\sqrt{3})f$ 确定频率 k。

[0157] 利用 f 和 k 的已知，积分器 275 可如上所述关于公式 (5)、(7)、(9) 和 (12) 确定整数界限 (408)。即，利用所观察的零交叉点关于实际的零交叉点偏移时间偏移 z1 的已知，整数界限开始于零交叉点，但为了科里奥利模式周期而不是驱动模式周期被调整，其是未知的，并在确定相位差和质量流率的后一阶段被求解。

[0158] 因此，积分器 275 可执行传感器信号 304 的第一个数值积分，其中驱动模式的参数将被最大化 (410)。这个计算的结果分别是公式 (5) 和 (7) 的第一对整数 CS2_z1 和 CC2_

z1。

[0159] 类似地，积分器 275 可执行传感器信号 304 的第二个数值积分，其中科里奥利模式信号 306 的参数被最大化 (412)。这个计算的结果分别是公式 (9) 和 (12) 的第二对整数 CS1_z1 和 CC1_z1。

[0160] 图 5 是说明图 2 的信号识别器 260 的第一处理的流程图 500。在图 5 中，信号识别器 260 从积分器 275 中接收第一个积分结果，其中第一个积分结果提供传感器信号 304 的驱动强化的特性 (502)。即，如上所述，积分结果分别包括公式 (5) 和 (7) 的值 CS2_z1 和 CC2_z1。

[0161] 参数计算器 290 接收这些积分结果 280，并获得参数 A 和 z1 的估计 (504)。例如基于从紧接之前周期获得的这些参数的已知可确定参数 A 和 z1 的值的充分粗略估计，前提是假定这些参数将不会在邻近或连续周期之间变化太多。估计也可以从例如正使用的流管 215 的类型、或基于驱动频率 f 的值、或从上面公式 (1)-(4) 的使用中、或从其他已知来源中确定。如所提到的，可以关于参数估计数据库 285 计算并存储这种参数估计。

[0162] $$A_est_CS2(CS2_z1_val, CC2_z1_val, f, k) := \sqrt{\left(\frac{CC2_z1_val}{f}\right)^2 + \left(\frac{CS2_z1_val}{2k}\right)^2} \cdot \left[\frac{\pi \cdot \left(f^2 - 4k^2\right)}{\sin\left(\frac{f}{k} \cdot \pi\right)}\right]$$

[0163] 公式 (15)

[0164] 参数计算器 290 使用积分结果 CS2_1 和 CC2_z1 连同公式 (15)，可确定驱动振幅 A 的改进值，公式 (15)，如上所指出的，提供类似于公式 3 的 A 值的分析表达式。

[0165] 在公式 15 中，应当理解，项 CS2_z1_val 和 CC2_z1_val 表示 CS2_z1 和 CC2_z1 整数的数值，它们由积分器 275 确定，并被输出到信号识别器 260。

[0166] 随后，使用公式 (16)（其中 atan 是反正切函数），可将 CS2_z1 和 CC2_z1 整数的数值用来确定参数 z1 的改进值 (508)，公式 (16) 类似于上面的公式 (4)：

[0167] $$z1_est(CS2_z1_val, CC2_z1_val, f, k) := \frac{\operatorname{atan}\left(\frac{2k \cdot CC2_z1_val}{f \cdot CS2_z1_val}\right)}{2 \cdot \pi \cdot f}$$

[0168] 公式 (16)

[0169] 如果驱动振幅 A 和零偏移 z1 的值被确定为是精确的 (510)，那么可将值 A 和 z1 输出 (512)。然而，如果希望或需要另外的迭代，那么 A 和 z1 的确定值可被用作为处理 500 的第二个迭代的起始点 (504)。

[0170] 在一些具体实施方式中，可以不需要或不希望如上所述的 A 和 z1 的估计 / 迭代处理。在这些情况下，积分结果 (502) 可用来直接确定 A(506) 和 z1(508)，获得的值对于给定的设计或目的可以是足够精确的，不需要使用初始估计和随后的收敛迭代。

[0171] 图 6 是由图 2 的信号识别器 260 执行的第二处理的流程图 600。在图 6 中，参数计算器 290 接收其中科里奥利模式参数被最大化的第二积分结果 (602)。即，信号识别器从积分器 275 中接收传感器信号 304 的科里奥利强化的特性，该特性被表示为分别为公式 (9) 和 (12) 的整数 CS1_z1 和 CC1_z1 计算的数值，其中使用了带有那些表达式的调制函数的科里奥利频率 k。

[0172] 然后，参数计算器 290 获得驱动振幅 A 和零交叉点偏移 z1 的值，它们是在前作为

图 5 的处理 500 的输出获得的，并且估计振幅 B 和相位φ的科里奥利参数 (604)。如上所指出的，基于来自在前周期的这些参数的已知，和 / 或基于例如 f、k，、A 和 z1 的已经确定的参数的已知，可以获得参数 B 和φ的初始估计。

[0173] 然后，类似于图 5 的处理 500，可以基于积分结果 CS1_z1 和 CC1_z1 确定科里奥利振幅 B。具体讲，在公式 (17) 中总结的步骤可在这个计算中使用，其类似于公式 (3) 和 (15)，但是是针对 B 项的 ：

[0174]
$$B_est_CS1(A,f,k,z1,CS1_val,CC1_val) := \begin{vmatrix} c \leftarrow CC1_val - CC1_Aonly_z1(A,f,0,k,0,z1) \\ s \leftarrow CS1_val - CS1_Aonly_z1(A,f,0,k,0,z1) \\ 2\cdot k\cdot\sqrt{c^2 + s^2} \end{vmatrix}$$

[0175] 公式 (17)

[0176] 在公式 (17) 中，项“c”和“s”是整数值 CC1_Bonly_z1 和 CS1_Bonly_z1 的数值估计。他们可通过从 CC1_z1 和 CS1_z1、或 CC1_z1_val 和 CS1_z1_val 中减去这些整数中 A 的影响的估计 (即，CC1_Aonly_z1 和 CS1_Aonly_z1) 来获得，正如由上面公式 (13) 和 (10) 中给定的分析结果所定义的。然后，如图所示，c 和 s 的结果值以和的平方根的方式组合以获得 B 的估计。

[0177] 然后，积分结果 CS1_z1、CC1_z1 和 z1 的确定值可用来确定φ值 (608)，如公式 (18) 中所示并类似于上面的公式 (4) 和 (16)，其中项 c 和 s 是为上面的公式 (17) 定义的 ：

[0178]
$$\phi_est_CS1(A,f,k,z1,CS1_val,CC1_val) := \operatorname{atan}\left(\frac{s}{c}\right) - k\cdot\pi\cdot\left(\frac{1}{f} + 2z1\right)$$

[0179] 公式 (18)

[0180] 如果 B 和φ的确定值足够精确 (610)，那么可输出值 B 和φ (612)。否则，如在图 5 中，可执行另外的迭代来改进 B 和φ的结果值。

[0181] 作为进一步的迭代，再一次如上面对图 5 的解释，可以不需要获得用于执行随后迭代的 B 和φ的初始估计。相反地，在一些具体实施中通过从积分结果 CS1_z1 和 CC1_z1 中直接确定 B(606) 和φ (608)，可获得足够精确的结果 (602)。

[0182] 如上所述，信号分析器 255 的处理 400 产生积分结果，其以这样一种方式表现传感器信号 304 的特性，即，包含关于科里奥利模式 306 和驱动模式 302 的所有信息和与由科里奥利模式 306 的存在引起的传感器信号 304 的零交叉点的偏移有关的信息。更具体地讲，积分器 275 的处理 400 产生第一对积分结果 CS2_z1 和 CC2_z1，其中驱动模式信号 302 的参数相对于科里奥利模式信号 306 的参数被最大化或被强化。而且，积分器 275 输出提供传感器信号 304 的科里奥利增强特性的第二对积分结果 CS1_z1 和 CC1_z1，其中积分结果内科里奥利参数 B 和φ相对于驱动参数 A 和 z1 被最大化或被强化。

[0183] 随后，处理 500 使用传感器信号 304 的驱动强化的特性，即，积分结果 CS2_z1 和 CC2_z1，其中使用两倍于科里奥利模式的频率的调制函数。然后可以使用驱动强化的特性来确定与驱动模式信号 302 有关的参数 A 和 z1。类似地，信号识别器 260 的处理 600 使用传感器信号 304 的科里奥利增强的特性，即，积分结果 CS1_z1 和 CC1_z1，其中使用具有等于科里奥利模式信号 306 频率的频率的调制函数，以获得科里奥利模式参数 B 和φ。

[0184] 处理 400-600 的一些或全部可在驱动模式信号 302 的每个周期执行，或可在驱动模式信号 302 的每个周期执行两次，或可在一些其它间隔执行。可迭代处理 400-600，直到

确定参数 A、B、z1 和φ的容许值。而且，如在下面更加详细地描述的，这些参数和相关信息然后可用来确定频率 f 和 k 的改进估计，因此，使用这些改进的频率估计，可再次执行处理 400-600。

[0185] 一旦确定了 f、A 和 z1 的容许值（具体讲，一旦两个不同传感器 205 的 z1 值相对彼此被确定），那么流量计输出单元 240 可使用这些值来确定和输出流管 215 内的质量流率和 / 或流体密度，并可进一步使用参数 f、A 和 z1 来产生适当新形式的驱动模式信号 302，用于保持流管 215 的振荡。

[0186] 由于流量计输出单元 240 从信号识别器 260 中接收驱动信号参数 f、A 和 z1 的非常精确的值，所以即使在存在强科里奥利模式信号的情况下，流量计输出单元 240 也能够输出质量流率、密度和新驱动信号参数的相应精确值，该强科里奥利模式信号例如是由流管 215 的外部振动、流管 215 内流体流率的突然变化或一些其它原因引起的。

[0187] 而且，作为科里奥利模式信号 306 的大参数值 B 和φ出现的这种瞬态影响可被隔离和被识别来用于其分析。例如，情况可能是这样的，即，流管 215 承受未知来源、持续时间和 / 或幅度的外部振动。在这种情况下，可通过科里奥利模式信号 306 的上述分析来分析这种外部振动的结果。这样，可表现和 / 或确定外部振动和其特性。

[0188] 然而，科里奥利模式分量 306 的上述一个循环接一个循环的有源跟踪允许且有助于其振幅 B 的有源控制。例如，额外的科里奥利振幅 B（由于外部干扰、两相流动的影响或其它因素）可通过包括驱动信号内的逆科里奥利模式分量得到抑制，该驱动信号由驱动器 210 输出并被施加到流管 215。换句话说，可应用降低或消除现有科里奥利模式分量 306 的影响的负驱动增益。

[0189] 更进一步，科里奥利模式信号分量 306 可用来执行关于流管 215 当前状态或情况的普通诊断。例如，类似的情况可能在时间周期内发生，例如，给定的干扰可以周期性地发生，或两相流动的影响可以在规则或半规则的基础上发生。然而，科里奥利模式信号 306 可响应于这些情况随着时间的过去而不同。因此变化的（例如，增加的）科里奥利模式参数可表现出流管 215 的变化或被变化的情况和 / 或行为，诸如，例如，降低的可靠性或减少的响应时间 / 特性。

[0190] 最后，并且最普通地，流量计的基本流动和密度校正可分别随着驱动和科里奥利模式的频率的相对定位变化。一些流管设计必须受到约束，以确保这个频率定位在流量计的操作驱动频率的范围上保持相对稳定。使用这种分析形式来直接追踪驱动和科里奥利频率的相对定位，有可能通过消除相对频率定位的约束来改进流管设计。可替换地，这种分析可用来改进流管设计上的基本质量流和密度测量，其中不可能控制模式频率的相对定位，其中如果实时追踪实际的驱动和科里奥利频率，那么可应用质量流和密度校正。

[0191] 已经描述了流量计 200 的普通操作 400-600 的上述例子，下面返回参考图 2-6，提供这些操作的数值示例。具体讲，下面的例子假定信号分析器 255 确定频率 f = 100Hz，其中驱动模式信号 302 的振幅值 A 假定是 .3V，以用于模拟由积分器 275 执行的数值积分的目的，并且用于与使用在这里描述的技术确定的 A 值相比较。

[0192] 在这种情况下，使用假设 f = (√ 3)k，将科里奥利模式信号 306 的频率 k 确定为 57.735Hz。典型地比驱动振幅 A 小的多的科里奥利模式信号 306 的振幅 B 在这个例子中作为 0.0001V 使用，科里奥利相位参数φ可作为 1.0000 弧度使用。最后，z1 即在时间 t = 0

处的驱动模式信号 302 的循环开始和传感器信号 304 上的观察到的零相位点之间的秒数量级的时间可设为 z1 = $5x10^{6}$s。

[0193] 为清楚起见，要强调的是，上述给定的值 A、z1、B 和φ是“真实 (true)”值，其是从在传感器数据上执行的积分数值推导出来的。

[0194] 因此，参考图 4，可以看到，信号分析器 255 接收传感器信号 304，从观察到的零交叉点中确定频率 f 和 k，并为在科里奥利模式周期内积分确定整数界限 (402，404，406，和 408)。利用这个信息，积分器 275 可使用具有两倍于科里奥利频率 k 的调制函数来对传感器信号 304 执行第一个数值积分，以获得驱动强化的特性 CS2_z1 和 CC2_z1，在这个例子中，这些特性使用 A、B 和 z1 的“真实”参数以及频率 f 和 k 计算为值 CS2_z1_val ；= $-2.46718958053974x10^{-3}$ 和 CC2_z1_val = $-6.71250242220871x10^{-6}$(410)。

[0195] 类似地，积分器 275 可使用具有与科里奥利频率 k 相同的频率的调制函数来对传感器信号 304 执行第二个数值积分，以获得科里奥利强化的特性 CS1_z1_val 和 CC1_z1_val，在这个例子中，这些特性计算为 CS1_z1 = $6.17617813486415x10^{-4}$ 和 CC1_z1 = $-3.07891796642618x10^{-6}$(412)。

[0196] 首先处理驱动参数和驱动强化的特性 (如图 5 所示)，图 2 的信号识别器 260 的参数计算器 290 可使用上面的公式 (15) 求解驱动振幅 A 的值 (506)。即，由于根据定义，值 CS2_z1_val 和 CC2_z1_val 包括科里奥利振幅 B 和相位φ的最小化值或零值，然后使用公式 (15) 中的这些值提供振幅 A 的更加精确值，所以在这个例子中，其结果证明是 A = 0.299999999999986。类似地，参数计算器 290 可使用 A 的这个改进值连同上面的公式 (16) 来求解 z1 的改进值 (508)，在这个例子中，其结果证明是 z1 = $5.00000000000295x10^{-6}$s。

[0197] 接下来处理科里奥利参数和科里奥利强化的特性 (如图 6 所示)，图 2 的信号识别器 260 的参数计算器 290 可使用上面的公式 (17) 求解科里奥利振幅 B 的值 (606)。即，由于根据定义，值 z1 = $5.00000000000295x10^{-6}$s_val 包括科里奥利振幅 B 和相位φ的最大化值，然后使用公式 (17) 中的这些值提供振幅 B 的更加精确值，所以在这个例子中，其结果证明是 B = $1.00000000003168x10^{-4}$。类似地，参数计算器 290 可使用 B 的这个改进值连同上面的公式 (18) 来求解φ的改进值 (608)，在这个例子中，其是φ=1.00000000000807。

[0198] 如上所述，在一个循环接一个循环的基础上可执行这些计算，因此值 A、B、z1 和φ可在规则基础上动态更新。结果，科里奥利模式信号 306 的影响可实时或接近实时地得到动态补偿。例如，在外部振动存在的情况下，流量计 200 仍然可确定驱动振幅 A 和相位差 θ (使用来自不同传感器 205 的 z1 值)，而且可输出科里奥利振幅 B 和相位φ的值，它们将反映和表现外部振动存在的特性。结果，即使在这种干扰存在的情况下，流量计 200 也将以连续的方式操作，输出精确测量值。而且，流量计 200 的响应时间可关于其操作被改进并在这种情况期间被输出。

[0199] 在其它具体实施中，为了获得 A、z1、B 和φ的更加精确值，图 4-6 的整个处理可整体迭代。而且，可确定频率参数 f 和 k 的改进值 (在下面提供了实例技术)，并在随后的迭代中使用这些频率值。更进一步，计算可每个循环执行两次，而不是每个循环执行一次。

[0200] 在后面的情况中，可需要额外的计算，该计算利用值 z1_offset，其可被定义为对偶值，即，或者是针对从负零交叉点到负零交叉点进行的计算的 .5/f，或者是针对从正零交叉点到正零交叉点进行的计算的 0.0(无影响)。然后，在这个例子中，当 z1_offset 的绝对

值小于或等于 .25/f 时，上面 z1 的计算值可保持为所描述值。否则，z1 值可表示为 z1 = z1+z1_offset。

[0201] 上面图 2-6 的描述证实，如图 3 所示，传感器信号 304 值的科里奥利模式分量 306 的存在会将在循环开始处的所观察零交叉点从传感器信号 304 的驱动模式分量 302 的“真实”零交叉点移动时间 z1。然而，另外，因为驱动模式信号 302 和科里奥利模式信号 306 之间的异步交互和它们各自的频率 f 和 k，在传感器信号 304 的同一循环末端的零交叉点可被移动不同的量。

[0202] 因而，如果在零交叉点之间的周期基础上估计频率 f，那么 f 的结果估计可能是错误的。而且，如果积分间隔是基于这些零交叉点，那么可能引入附加误差，并且最重要地，错误的频率将用于调制函数。

[0203] 因此，可在上面的分析中结合参数 z2，其中 z2 被定义为驱动模式信号 302 的真实周期 1/f 和关于传感器信号 304 看到的零交叉点之间的所观察周期之间的时间偏移。然后，如上所述，可得到针对结果积分的分析结果，包括 z2 项。

[0204] 在下面的讨论中，假定例如实际上 z2 经常可被假定为很小，那么在某些参数和假定中值 z1 和 z2 可是任意的。对于包括 z2 的积分值的表达式，即，CS2_z2、CC2_z2、CS1_z2 和 CC1_z2 在分析上是精确的，并施加到在 z1 和 z2 的任意值。因此，尽管对 z1 和 z2 的需要产生于在移动传感器信号 304 中零交叉点的定位中科里奥利模式分量 306 的影响，但结果分析和描述的分析对任何积分极限值是有效的，无论积分极限值实际上与传感器信号 304 的零交叉点是否一致。如在下面详细描述的，这个分析提供了许多实际的益处，例如包括所需要的计算工作量的明显降低。图 7 是流量计 700 的结构图。图 7 流量计 700 的操作类似于图 2 流量计 200，但还包括上面提到的和在此参考为偏移 z2 的科里奥利模式信号 306 对传感器信号 304 的附加影响。

[0205] 参考图 8，可看到偏移 z2 产生于科里奥利模式信号 306 关于驱动模式信号 302 的不对称，因此偏移 z2 独立于上面定义的偏移 z1 存在。如图 8 所示，偏移 z2 可被定义为基于零交叉点的驱动模式信号 302 的驱动周期和实际观测的相应传感器信号 304 的驱动周期之间的差。

[0206] 然后，在第一种情况下，将值 z2 合并到公式 (5)-(18) 的修改形式中。即，公式可针对两对积分展开，即，强化驱动积分 CS2_z2 和 CC2_z2，和强化科里奥利积分 CS1_z2 和 CC1_z2，其中指示符 z2 说明包含偏移 z1 和 z2（尽管为了简短起见，z1 不包括在这个符号中）。所得到的公式显示为公式 (19)-(30)。

[0207] 因此，CS2_z2 可被写为公式 (19)。

[0208]

$$CS2_z2_int(A,f,B,k,\phi,z1,z2) := \int_{-\left(\frac{1}{2k}-\frac{1}{2f}\right)+z1}^{\frac{1}{f}+\left(\frac{1}{2k}-\frac{1}{2f}\right)+z1+z2} \left[B\cdot\sin\left[(2\cdot\pi\cdot k\cdot t)+\phi\right]-A\cdot\sin(2\cdot\pi\cdot f\cdot t)\right]\cdot\sin\left[4\cdot\pi\cdot\frac{k}{(1+k\cdot z2)}\cdot\left[t-z1+\left(\frac{1}{2k}-\frac{1}{2f}\right)\right]\right]dt$$

[0209] 公式 (19)

[0210] 可观察到，z2 项在公式 (19) 中出现两次。首先，z2 出现在积分的上限，因此可看到积分周期从 1/k 秒（即，科里奥利模式信号 306 的周期）的理想长度偏离 z2 秒。其次，调制正弦项的周期也被 z2 秒调整。总体上，因此，对传感器信号 304 执行的公式 (19) 的数

值积分（其基于观测的零交叉点）本身包括由 z2 的存在引起的误差，该误差被反映在积分极限值和调制函数（频率）中，因此公式 (19) 表示应用这些“错误”积分极限值和相应的“错误”调制频率的结果。

[0211] A 项由公式 (20) 给出：

[0212] $$CS2_Aonly_z2(A,f,B,k,\phi,z1,z2) := -2\cdot A\cdot k\cdot(1+k\cdot z2)\cdot\frac{\sin\left[\pi\cdot f\cdot\left(\frac{1}{k}+z2\right)\right]\cdot\cos\left[\pi\cdot f\cdot(2\cdot z1+z2)\right]}{\pi\cdot(f+f\cdot k\cdot z2+2\cdot k)\cdot(f+f\cdot k\cdot z2-2\cdot k)}$$

[0213] 公式 (20)

[0214] 在 z2 ＝ 0 的情况下，公式 (20) 简化为上面公式 a(6) 中给出的 CS2_z1 的相应表达式。

[0215] 同上，B 项不是精确为零，如公式 (21) 所示：

[0216]

$$CS2_Bonly_z2(A,f,B,k,\phi,z1,z2) := \frac{2\cdot B\cdot(1+k\cdot z2)}{\pi\cdot k\cdot(3+k\cdot z2)\cdot(1-k\cdot z2)}\cdot\cos\left[k\cdot\pi\cdot\left(\frac{1}{f}+2\cdot z1+z2\right)+\phi\right]\cdot\sin(\pi\cdot k\cdot z2)$$

[0217] 公式 (21)

[0218] 然而，B 项非常小，是 B 本身和 sin(z2) 的乘积，可假定两者很小。在 z2 为零的情况下，B 项也趋向于零。

[0219] CC2_z2 积分可被写为公式 (22)：

[0220]

$$CC2_z2_int(A,f,B,k,\phi,z1,z2) := \int_{-\left(\frac{1}{2k}-\frac{1}{2f}\right)+z1}^{\frac{1}{f}+\left(\frac{1}{2k}-\frac{1}{2f}\right)+z1+z2}\left[B\cdot\sin\left[(2\cdot\pi\cdot k\cdot t)+\phi\right]+A\cdot\sin(2\cdot\pi\cdot f\cdot t)\right]\cdot\cos\left[4\cdot\pi\cdot\frac{k}{(1+k\cdot z2)}\cdot\left[t-z1+\left(\frac{1}{2k}-\frac{1}{2f}\right)\right]\right]dt$$

[0221] 公式 (22)

[0222] 公式 (22) 的 CC2_z2 的 A 项采取公式 (23) 的形式：

[0223] $$CC2_Aonly_z2(A,f,B,k,\phi,z1,z2) := -A\cdot f\cdot(1+k\cdot z2)^2\cdot\frac{\sin\left[\pi\cdot f\cdot\left(\frac{1}{k}+z2\right)\right]\cdot\sin\left[\pi\cdot f\cdot(2\cdot z1+z2)\right]}{\pi\cdot(f+f\cdot k\cdot z2+2\cdot k)\cdot(f+f\cdot k\cdot z2-2\cdot k)}$$

[0224] 公式 (23)

[0225] 而 B 项采取公式 (24) 的形式：

[0226] $$CC2_Bonly_z2(A,f,B,k,\phi,z1,z2) := \frac{-B\cdot(1+k\cdot z2)^2}{\pi\cdot k\cdot(k\cdot z2+3)\cdot(k\cdot z2-1)}\cdot\sin\left[k\cdot\pi\cdot\left(\frac{1}{f}+2\cdot z1+z2\right)+\phi\right]\cdot\sin(\pi\cdot k\cdot z2)$$

[0227] 公式 (24)

[0228] 如在公式 (21) 中，公式 (24) 的 B 项是小的，其是两个小项 B 和 sin(z2) 的乘积。

[0229] 已经描述了上述驱动强化的特性，具有第一对积分 CS2_z2 和 CC2_z2，可针对科里奥利强化的特性展开相应的公式，包括第二对积分 CS1_z2 andCC1_z2。

[0230] 具体讲，CS1_z2 可被写为公式 (25)。

[0231]

$$CS1_z2_int(A,f,B,k,\phi,z1,z2) := \int_{-\left(\frac{1}{2k}-\frac{1}{2f}\right)+z1}^{\frac{1}{f}+\left(\frac{1}{2k}-\frac{1}{2f}\right)+z1+z2} \left[B\cdot\sin\left[(2\cdot\pi\cdot k\cdot t)+\phi\right]+A\cdot\sin(2\cdot\pi\cdot f\cdot t)\right]\cdot\sin\left[2\cdot\pi\cdot\frac{k}{(1+k\cdot z2)}\cdot\left[t-z1+\left(\frac{1}{2k}-\frac{1}{2f}\right)\right]\right]dt$$

[0232] 公式 (25)

[0233] 公式 (25) 具有针对由公式 (26) 给出的 A 项的分析表达式：

[0234]

$$CS1_Aonly_z2\ (A,f,B,k,\phi,z1,z2) := -A\cdot k\cdot(1+k\cdot z2)\cdot\frac{\sin\left[\pi\cdot f\cdot\left(\frac{1}{k}+z2\right)\right]\cdot\cos\left[\pi\cdot f\cdot(2\cdot z1+z2)\right]}{\pi\cdot(f+f\cdot k\cdot z2+k)\cdot(f+f\cdot k\cdot z2-k)}$$

[0235] 公式 (26)

[0236] 公式 (25) 具有由公式 (27) 给出的 B 项：

[0237] $$CS1_Bonly_z2(A,f,B,k,\phi,z1,z2) := \frac{-B\cdot(1+k\cdot z2)}{\pi\cdot k^2\cdot z2\cdot(2+k\cdot z2)}\cdot\cos\left[\pi\cdot k\cdot\left(\frac{1}{f}+2\cdot z1+z2\right)+\phi\right]\cdot\sin(\pi\cdot k\cdot z2)$$

[0238] 公式 (27)

[0239] 公式 (27) 的分母中 z2 的存在可提示，随着 Z2 趋向于零 B 项趋向于无穷大。然而，分子中 sin(π.k.z2) 项的存在用于根据正弦函数 sin(π.k.z2)/(π.k.z2) 公式 (27) 重新配置，其随着 z2 趋向于零，可显示为趋向于公式 (11) 的 CS1_Bonly_z1。

[0240] 最后，CC1_z2 可写为公式 (28)：

[0241]

$$CC1_z2_int(A,f,B,k,\phi,z1,z2) := \int_{-\left(\frac{1}{2k}-\frac{1}{2f}\right)+z1}^{\frac{1}{f}+\left(\frac{1}{2k}-\frac{1}{2f}\right)+z1+z2} \left[B\cdot\sin\left[(2\cdot\pi\cdot k\cdot t)+\phi\right]+A\cdot\sin(2\cdot\pi\cdot f\cdot t)\right]\cdot\cos\left[2\cdot\pi\cdot\frac{k}{(1+k\cdot z2)}\cdot\left[t-z1+\left(\frac{1}{2k}-\frac{1}{2f}\right)\right]\right]dt$$

[0242] 公式 (28)

[0243] 对于公式 (28)，A 项可写为公式 (29)：

[0244] $$CC1_Aonly_z2(A,f,B,k,\phi,z1,z2) := -A\cdot f\cdot(1+k\cdot z2)^2\cdot\frac{\sin\left[\pi\cdot f\cdot\left(\frac{1}{k}+z2\right)\right]\cdot\sin\left[\pi\cdot f\cdot(2\cdot z1+z2)\right]}{\pi\cdot(f+f\cdot k\cdot z2+k)\cdot(f+f\cdot k\cdot z2-k)}$$

[0245] 公式 (29)

[0246] 而且，对于公式 (28)，B 项可写为公式 (30)，其中再一次包括正弦函数 sin(π.k.z2)/(π.k.z2)：

[0247] $$CC1_Bonly_z2(A,f,B,k,\phi,z1,z2) := \frac{-B\cdot(1+k\cdot z2)^2}{\pi\cdot k^2\cdot z2\cdot(2+k\cdot z2)}\cdot\sin\left[\pi\cdot k\cdot\left(\frac{1}{f}+2\cdot z1+z2\right)+\phi\right]\cdot\sin(\pi\cdot k\cdot z2)$$

[0248] 公式 (30)

[0249] 在下面参照图 12-15 提供公式 (5)-(30) 完整的推导和发展。在这里，在图 7 的流量计 700 的具体实施的上下文中，包括公式 (19)-(30) 来解释信号分析器 255 和信号识别器 260 的操作。

[0250] 具体讲，积分器 275 输出传感器信号 304 的驱动强化的特性内的积分结果 CS2_z2 和 CC2_z2，考虑了一个周期内的偏移 z1 和偏移 z2，该周期接近于但不必要地等于科里奥利

模式信号 306 的周期。类似地，积分器 275 还输出积分结果 CS1_z2 和 CC1_z2，该结果表示传感器信号 304 的科里奥利增强的特性，并且也开始在相同的积分间隔上影响偏移 z1 和 z2。

[0251] 如上所述，并且如可在公式 (19)-(30) 中看到的，CS2_z2 和 CC2_z2 积分结果使用具有接近科里奥利模式信号 306 的频率的两倍的频率的调制函数，同时积分结果 CS1_z2 和 CC1_z2 使用具有近似等于科里奥利模式频率的频率的调制函数。一般而言，然后，流量计 700 可继续进行上面参照图 4-6 所描述的相应计算，但使用积分结果 CS2_z2、CC2_z2、CS1_z2 和 CC1_z2。在下面，参照图 9-11，提供这种计算的进一步说明和例子。

[0252] 另外地，为了计算方便和改进的精确度，可进一步修改这些计算。具体讲，在图 8 中，示出样本 802 来说明传感器信号 304 的采样，该采样可通过与流量计 700 的数字发射机 104 的操作相关联而实施的模数转换 (ADC) 执行。尽管没有按比例绘制，图 8 说明样本 802 将不必须直接与传感器信号 304 的任何零交叉点、或驱动模式信号 302 或科里奥利信号 306 的零交叉点相一致。正如实质上在依赖于到和 / 或来自模拟信号的转换的任何数字系统中一样，这种采样误差可能会导致一些精确度的损失。例如，信号分析器 255 可使用传感器信号 304 的第一采样值和第二采样值之间的积分极限值，而不是在真实的零交叉点之间积分。

[0253] 在积分的起始点到 ADC 采样的准确时间的移动意味着 (初始未知的)z1 值中的相应移动。然而，由于对多个传感器信号 (即，来自不同传感器 205) 的每一个进行采用是同时发生的，在每个传感器信号的处理期间施加的同一移动将施加同一移动到各个 z1 值，因此使得产生的相位差计算不受影响。

[0254] 类似地，将积分的终点移动到 ADC 采样的准确时间将调整来自科里奥利模式周期的其理想值的积分周期，并且，换句话说，将调整 z2 值。然而，如果给出公式 (19)-(30) 的分析结果，有可能补偿 z2 非零值的积分值。因此有可能对整个采样积分，而很少或没有精确度损失。

[0255] 更具体地说，为了表达这种采样误差并发行，在图 7 和 8 中，可修改或选择 z2 值，使得积分极限值的每个直接与样本 802 之一相一致。换句话说，如图 8 所示，可有效地选择调整的积分周期，使得 z2 值被定义为由积分器 275 使用的实际积分周期和科里奥利模式信号 306 的周期之间的差。

[0256] 这种对 z2 的修改会带来计算方便和降低的处理需求，并可通过 z1 值的相应调整获得，而不会影响驱动振幅 A 的计算。应当理解，z1 值的这种调整不会实质上影响流量计输出单元 240 需要的相位差的确定，因为质量流率的确定依赖于两个独立传感器信号的相位之间的相对差，即，两个 z1 值之间的差。

[0257] 作为这种补偿 z2 值的能力的结果，可调整上述积分的调制函数，使得 CS2_z2、CC2_z2、CS1_z2 和 CC1_z2 积分的积分极限值和调制频率对应于采用的准确数，正如由图 8 的积分周期 804 所示的。这种调制导致积分计算的简化和这些计算精确度的改进。而且，调制频率可被存储和再使用。

[0258] 现有的技术考虑在不是开始和结束在准确的采样边界的周期内的积分，但包括为了处理这种积分的目的而包括的各种误差和计算。如在这里所描述的，这些误差和计算可通过使用 z1 和 z2 被消除。

[0259] 而且，与在这里描述的傅立叶积分类型相关联的和现有技术中的重要的计算工作量是调制正弦和余弦函数的计算。如果瞬时驱动或科里奥利频率的准确（或最好）估计用于这些积分，那么可能需要每次重新计算调制函数。然而，如果通过使用 z1 和 z2，积分时间被限制到方便的整采样周期，那么有可能“隐藏 (cache)”调制正弦和余弦值，因此其重新计算只在当在驱动频率 f 中存在移动时发生，该移动被确定成足够大以保证这个重新计算。

[0260] 因此，信号分析器 255 包括调制设置 702，其存储调制频率和特定采样驱动频率。例如，如果流管 215 的真实频率振动等于 82.51 赫兹，那么这个频率可能对应于例如以 10kHz 的采样率的 121.197 采样。因此，为了积分器 275 在确定积分结果 CS2_z2、CC2_z2、CS1_z2 和 CC1_z2 中的使用，可计算对应于 121 个样本和 122 个样本的调制设置。在这个例子中调制设置 702 因此可继续由积分器 275 使用，直到驱动周期移动到 121 个样本之下或 122 个样本之上，此时可使用其它调制设置。

[0261] 例如，在一个具体实施中，可设置 z2 以便变化采样周期的 ±.5，因为，例如，无论何时 z2 将移出这个值，可开始使用下一个驱动频率（调制设置）。例如，流量计 700 是流管 215 中的流体测量参数，并且，流体密度（或一些其它参数）可变化，从而科里奥利频率 k（和相应的周期）在一些时间窗口上从对应于于 121.2 个样本变化到对应于于 121.7 个样本。在该时间窗口期间，z2 将因此例如在一个循环接一个循环的基础上增加地变化，而具有精确 121 个样本的调制设置将用于积分计算，因此 z2 变得更大直到达到 121.5 的真实周期。在此时，z2 将在很短的时间内近似等于采样周期的一半，并且开始使用对应于于 122 个样本的新调制设置。然后，z2 值将在很短时间内跳跃到 -0.5* 采样周期，并将朝着零增加，直到达到 121.7 个样本的真实周期，在该点 z2 等于 -0.3 采样周期。

[0262] 这样，z2 可被看作在一个循环接一个循环的基础上变化以容许驱动频率 f 内的小变化，以便避免调制函数值的另外需要的重新计算，该重新计算将由这些频率变化导致发生。因此，如图 8 所示，z2 可被看作表示科里奥利模式分量 306 的精确周期的最好估计值和用于积分（例如，121 或 122 个样本）的积分周期 804 之间的时间差。

[0263] 图 9 是说明流量计 700 的操作的流程图 900。图 9 的技术的基本策略，包括 z2，与上面参照图 4-6 所描述的相同，带有下面附加的考虑。具体讲，如已经描述的，如在下面参照图 12-15 更加详细地显示的，当 z2 等于零时，四个积分中每个的分析表达式（公式 (20)/(21)、(23)/(24)、(26)/(27) 和 (29)/(30)）包括 z2，即 CS2_z2、CC2_z2、CS1_z2 和 CC1_z2（分别是公式 (19)、(22)、(25) 和 (28)）简化到 z1 积分的相应分析表达式（公式 (6)、(8)、(10)/(11) 和 (13)/(14)），即 CS2_z1、CC2_z1、CS1_z1 和 CC1_z1（分别是公式 (5)、(7)、(9) 和 (12)）。

[0264] 因此，z2_error 项可针对每个 z2 积分定义，具体讲，可被定义为每对相应 z1 和 z2 分析表达式之间的差（例如，CS2_z2_err ＝ CS2_z2-CS2_z1 ;CC2_z2_err ＝ CC2_z2-CC2_z1，CS1_z2_err ＝ CS1_z2-CS1_z1 ;和 CC1_z2_err ＝ CC1_z2-CC1_z1）。可使用参数值 f、k、A、z1、B、φ和 z2 中每个的最好估计值分析地估计 z2 误差项。然后可从由积分器 275 计算出的 z2 积分的数值中减去 z2_error 项的值，以给出对 z1 积分值将变成的值的估计（即，如果 if z2 ＝ 0）。

[0265] 利用 z1 积分值的结果估计，可如上所述计算 A、z1、B、φ的改进的估计值，其反过来导致 f，、k 和因此的 z2 的改进的估计值。这些改进的参数估计值可用来提供 z2_error 项

的更好值，因此，公式式系统可迭代至收敛。只要 z2 具有足够小的值（例如，小于半个采样周期），B 对 CS2_z2 和 CC2_z2 的影响就保持很小。因此，通过假定 z2 = z2_error = 0，可获得参数 A 和 z1 的好的第一估计值。

[0266] 已经描述了在通项中使用 z2 的技术，图 9 说明了这些技术的更加特定和详细的例子。在图 9 中，该处理开始于对驱动信号频率 f 和科里奥利模式频率 k 的值的确定，正如通过零交叉点检测器 265、频率计算器 270 和调制设置 702 所确定的 (902)。这些值的确定可结合和 / 或基于 z2 的适当值的选择来进行，该适当值导致特定采样的积分极限值。正如注意到的，假定同一积分间隔用于有关的传感器装置，则 z2 值的这种设置可导致对 z1 值的调整，其将在下面的计算和结果中反映出来，但其不影响流量计 700 的实际输出（例如，质量流率、密度和 / 或新的驱动信号参数）。

[0267] 使用频率值和调制设置值，积分器 275 因此可确定适当的积分值 (904)，即，CS2_z2_val、CC2_z2_val、CS1_z2_val 和 CC1_z2_val。如上所述，信号识别器 260 然后可确定参数 A、z1、B 和φ的初始估计 (906)。

[0268] 然后，分别使用上面类似于公式 (3) 和 (4)（以及公式 (15) 和 (16)）的公式，即，例如，分别使用公式 (31) 和 (32)，参数计算器 290 可确定 A 和 z1 的改进值。

[0269] 基于 z1、z2、f、k、A、B 和φ的当前最好估计，基于上面给出的分析表达式计算出 z2 误差项的估计值：

[0270] CS2_z2_err = CS2_z2-CS2_z1

[0271] CC2_z2_err = CC2_z2-CC2_z1

[0272] CS1_z2_err = CS1_z2-CS1_z1

[0273] CC1_z2_err = CC1_z2-CC1_z1

[0274] 这些误差项是需要的到积分值数值的小调整的最好估计，以补偿 z2 的非零值。因此，通过由积分器 275 从积分的数值中减去 z2 误差值，来计算 z1 积分值的估计值。

[0275] CS2_z1_est = CS2_z2_val-CS2_z2_err

[0276] CC2_z1_est = CC2_z2_val-CC2_z2_err

[0277] CS1_z1_est = CS1_z2_val-CS1_z2_err

[0278] CC1_z1_est = CC1_z2_val-CC1_z2_err

[0279] 基于 z1 积分的这些估计数值，使用类似于下面公式的公式计算 A 和 z1 的改进的估计值：

[0280]

$$A_est_CS2_z2(CS2_z1_est, CC2_z1_est, f, k) = \sqrt{\left(\frac{CC2_z1_est}{f}\right)^2 + \left(\frac{CS2_z1_est}{2k}\right)^2} \cdot \left[\frac{\pi \cdot (f^2 - 4k^2)}{\sin\left(\frac{f}{k} \cdot \pi\right)}\right]$$

[0281] 公式 (31)

[0282]

$$z1_est(CS2_z1_est, CC2_z1_est, f, k) = \frac{a\tan\left(\frac{2k \cdot CC2_z1_est}{f \cdot CS2_z1_est}\right)}{2 \cdot \pi \cdot f}$$

[0283] 公式 (32)

[0284] 在这里，可进行进一步的迭代来解决由于 z2 的存在引起的计算内的误差。参照图

10，在下面更加详细地讨论这种相位迭代。

[0285] 随后，分别使用类似于上面公式 (3) 和 (4)（以及公式 (17) 和 (18)）的公式，即，例如，分别使用公式 (33) 和 (34)，参数计算器 290 确定 B 和φ的值 (910)：

[0286] c = CC1_z1_est-CC1_Aonly_z1(A,f,0,k,0,z1)

[0287] s = CS1_z1_est-CS1_Aonly_z1(A,f,0,k,0,z1)

[0288] $B_est_CS1_z2 = 2k \cdot \sqrt{c^2 + s^2}$

[0289] 公式 (33)

[0290] $\phi_est_CS1_z2 = a\tan\left(\frac{c}{s}\right) - k \cdot \pi \cdot \left(\frac{1}{f} + 2 \cdot z1\right)$

[0291] 公式 (34)

[0292] 正如利用 A 和 z1 的确定，可执行附加迭代来解决由 z2 偏移引入的误差。参照图 11 更加详细地讨论这种迭代。

[0293] 如果 A、z1、B 和φ的值不足够精确 (912)，那么使用刚刚确定的值 (906)，该处理可通过这些值的确定进行迭代。否则，该处理可重新计算原始积分值 CS2_z2、CC2_z2、CS1_z2 和 CC1_z2(904)。

[0294] 否则 (912)，该处理可执行附加处理以确定传感器信号 304 内存在的驱动信号的谐波 (914)。例如，参考图 7，示出了设计成消除或考虑了驱动模式信号 302 的谐波效应的谐波消除系统 704。即，如上所提到的，各种因素可能导致传感器信号 304 内谐波或多个驱动频率的存在。在传统的处理中，诸如公式 (1)-(4) 的傅里叶分析，这种谐波通常不会影响分析，因为该积分是在驱动周期本身上执行的，并且，由于驱动模式信号 302 的谐波将具有与驱动模式信号 302 本身相同的零交叉点，所以谐波不会影响 A 和 θ 的计算。

[0295] 相反，如上所解释的，公式 (5)-(34) 的计算包括在科里奥利信号 306 的周期内执行的积分，其通常不具有与驱动模式信号 302 相同的零交叉点。结果，驱动谐波可被认为是独立或附加处理的一部分。

[0296] 一种考虑这些驱动谐波的技术是包括作为驱动谐波消除系统 704 的简单低通滤波器。在这种情况下，该滤波器可在数字发射机 104 内或数字发射机 104 的外面实施，例如，在传感器 205 中。这种滤波器可操作来消除在科里奥利模式信号 306 之上的驱动谐波的一些或全部。

[0297] 另外地，或可替换地，传感器信号 304 的分析可在谐波消除系统 704 中执行，其中获得驱动谐波的参数估计，该参数估计可能来自驱动信号周期内的周期积分。然后，通过对参数彼此之间的关系作某些假定，驱动信号谐波的效应可由信号分析器 255 从传感器信号的分析中消除。

[0298] 换句话说，考虑到驱动谐波，传感器信号 304 可以 $S(t) = A\sin(2\pi ft + \psi) + B\sin(2\pi k + \varphi)$ 的形式来表示（对于正弦项），因此第二谐波可被写为 $A_2\sin(2\pi ft + \psi_2) + B_2\sin(2\pi k + \varphi_2)$，第三谐波可被写为 $A_3\sin(2\pi ft + \psi_3) + B_3\sin(2\pi k + \varphi_3)$ 的形式，等等。在这种情况下，可假定信息参数具有某些可能已知或已确定的彼此之间的关系。例如，可假定 A2/A 的比率为已知，以及 A3/A2，或 ψ 和 ψ2 之间的关系是已知的。因此，基于对高次谐波影响的估计，可进行对积分 CS2 的数值等的附加校正。

[0299] 因此，例如，一旦 A 值从上面的计算中已知，那么可确定 A_2 值，其后确定 A_3 值。相

似的意见应用到各个谐波的相位信息 ψ。换句话说，可执行上面的基于科里奥利积分来确定补偿驱动频率高次谐波的估计影响的A、z1、B和φ的估计。然后，周期性地，积分器275可在驱动循环而不是科里奥利循环上执行积分，以便更新例如关于谐波之间关系的信息。

[0300] 当然，可以实现上述技术的组合。例如，滤波器可用来消除具有 A_3 值的谐波，因此上述分析只需要对第二谐波执行。可基于例如频率 f 和 k 之间的关系，或基于特定流量计的所需动态响应（其可被这种滤波影响），来确定多少谐波被滤波。

[0301] 而且，有可能计算改进的频率 f 和 k(916)。如果这样，那么，改进的频率值可用在整个处理900的进一步迭代中。

[0302] 这种技术的例子通常打算使用计算的每个积分周期内观测的准确相位，并且注意积分周期的相邻周期内的相位移动。然后，由产生 2π 弧度的相移所需的时间给出计算频率。

[0303] 例如，应当理解，偏移值 z1 实质上提供了关于驱动信号的真实零交叉点的信息（例如，在图3和8中所示的）。即，参数 X_n 可被定义为驱动模式信号302的零交叉点（例如，在时间 t = 0）和传感器信号304的零交叉点 zc_n（在图8中示出）之间的以度数定义的相位偏移。然后，只考虑假定零交叉点从负到正传感器信号值的连续相位 X_n，X_{n+1}，X_{n+2}，可识别零交叉点位置 zc_n、zc_{n+1} 和 zc_{n+2}。

[0304] 在这种情况下，可看到 $(zc_{n+1}-zc_n)$ 是驱动周期的明显估计。然而，在每个这些位置处我们观察到来自 $X_{n+1}-X_n$ 的驱动分量的零交叉点的相位偏移。如果 $(zc_{n+1}-zc_n)$ 精确等于真实的驱动周期，那么将发现 $(X_{n+1}-X_n) = 0$（即使 X_{n+1} 或 X_n 本身都不是零）。因此差 $X_{n+1}-X_n$ 可用来改进频率的估计。

[0305] 一种方法是通过调整观测的相位偏移计算驱动相位分量的零交叉点的真实瞬间。与循环 n、tz_n 相关联的零相位的真实瞬间可表达在公式 (36) 中：

[0306] $$tz_n = zc_n-(X_n/360)f_{est}$$

[0307] 公式 (36)

[0308] 而公式 (37) 定义下一循环 n+1 的零相位的等值瞬间。

[0309] $$tz_{n+1} = zc_{n+1}-(X_{n+1}/360)f_{est}$$

[0310] 公式 (37)

[0311] 然后，最后，可获得作为这些零值的差的校正周期即 $(1/f_{revised}) = tz_{n+1}-tz_n$（并由此确定修正频率）。

[0312] 应当理解，图9意在表示处理900的综合流程图的例子，但上述操作不限于处理900的轮廓和顺序。例如，刚刚描述的频率更新步骤可一个循环接一个循环、循环内或仅仅周期性地执行。

[0313] 修正频率可从 f 的修订值中确定。可替换地，使用参数φ的确定值，可对 k 执行与刚才描述的步骤相似的步骤。例如，如果一个循环计算一次φ，那么可比较 ψ 的连续值，从而以上述方式计算 k。

[0314] 如上所述的从 f 确定 k 依赖与这两个参数之间的特定关系，并且，对于这个关系不精确的程度，k 值通常在第一瞬间内比 f 值的精确性差些。结果，科里奥利频率 k 的一个循环接一个循环的估计可能是有相对干扰的。虽然如此，在给定时间周期（例如，一分钟）上的 k 的平均值将给出科里奥利频率 k 的相对稳定估计。

[0315] 另外，在一些具体实施中，基于每个参数的改进的估计值可确定 f 与 k 的比率。然后，驱动频率的骤变（例如，产生于流管 215 中的流体密度变化、两相流动的刺激或其它突然变化）将在科里奥利模式中产生相应和成比例的变化。

[0316] 如果没有计算改进的频率 (916)，那么流量计输出单元 240 可进行到流动参数的计算（例如，质量流率和 / 或密度），以及进行到输出适当的参数用于产生下一个驱动信号。

[0317] 图 10 是说明图 9 的第一操作的例子的流程图 1000。具体讲，图 10 说明上面针对图 9 所讨论的技术，其中计算 A 和 z1 值，包括对由 z2 值的存在引入的相位偏移的迭代 (908)。

[0318] 类似地，图 11 是说明图 9 的第二操作的例子的流程图 1100。具体讲，图 11 说明上面针对图 9 所讨论的技术，其中计算 B 和φ值，包括对由 z2 值的存在引入的相位偏移的迭代。

[0319] 在图 10 和 11 中，提供了数值的例子以用于说明。这些例子假定上面参数 f、k、A、z1、B 和φ具有相同的真实值。然而，正如从图 9 的上述描述中所理解的，由积分器 275 计算的积分反映 z2 值的存在。在下面的例子中，如上所述，假定选择 z2 值以便当精确落在传感器信号 304 的采样点上时定义相关的积分极限值。在这个例子中，值 $z2 = 1x10^{-5}s$。

[0320] 首先参考图 10，那么，处理 1000 开始于 A 值的确定，使用的是对 CS2_z2 和 CC2_z2 数值计算的积分值，其中驱动参数相对于科里奥利参数最大化，即，使用上面的公式 (19)-(30)。在这个例子中，这些值结果是 $CS2_z2 = -2.46414954242338x10^{-3}$ 和 $CC2_z2 = -1.07153028732249x10^{-10}$。使用上面的公式 (31)（并初始假定 B 是零），A 值可被确定为是 .299628865383374(1002)。

[0321] 接下来，计算由于 z2 的存在引起的误差，并消除该误差 (1004)。具体讲，例如，使用刚才获得的 A 值重新计算 CS2_z2_err 项，并且从值 $CS2_z2 = -2.46414954242338x10^{-3}$ 中减去这个值 (1006)。因此剩余项是 $CS2_z1 = -2.46720949500005x10^{-3}$ 的估计值。对 CC2_z2 可执行类似的计算，利用获得的 A 值或从 CC2_z2 的原始值中减去的 $CC2_z2_err = 6.6920402455379x10^{-6}$ 重新计算 CC2_z2(1004)，该计算提供 $CC2_z1 = -6.69214739856663x10^{-6}$ 的估计值 (1004,1006)。

[0322] 然后，使用 CS2_z1 和 CC2_z1 的这些值，可使用公式 (31) 确定 A 的改进值 (1008)，其在本例子中是 $A = 3.00002412526826x10^{-1}$。随后，使用公式 (32)，CS2_z1 和 CC2_z1 的值还可用来获得 z1 的估计值 (1010)，或 $z1 = 4.98479784037622x10^{-6}$。用于针对每个循环执行两次计算的情况而修改这种获得 z1 的方法的技术在上面描述，并也可在这里使用。

[0323] 如果 A 和 z1 值是足够精确的 (1012)，那么处理 1000 可进行到科里奥利模式信号 306 的类似计算，即，可进行到图 11(1014)。否则，处理 1000 可使用新获得的 A 和 z1 值来发现 CS2_z1 和 CC2_z1 的更进一步的改进值 (1004,1006)。然后，可获得 A 和 z1 的改进值，其在这种情况下，结果是 $A = .299999935356127$ 和 $z1 = 5.00009360798378x10^{-6}$。

[0324] 在图 11 中，可对科里奥利强化的特性（积分）CS1_z2 和 CC1_z2 执行类似操作。即，使用公式 (33)，A 和 z1 的在前确定的信息连同来自 $CS1_z2 = 6.20062871680545x10^{-4}$ 和 $CC1_z2 = -2.78579266493641x10^{-7}$ 的积分器 275 的数值积分的值，可用来确定 B 的估计 (1102)。有时候，由于 B 相对较小，所以初始估计可被认为是零。

[0325] 然后，可计算并消除由于 z2 的存在引起的误差 (1104)。具体讲，使用刚刚获得的 B 值重新计算 CS1_z2 项，并从值 $CS1_z2 = 6.20062871680545x10^{-4}$ 中减去（这里的）这个

值 $2.44579936376226x10^{-6}$(1106)。因此剩余项是 $CS1_z1 = 6.17617072316783x10^{-4}$ 的估计值。

[0326] 可对 CC1_z2 执行类似计算，使用获得的 B 值计算由于 z2 引起的 CC1_z2 中的误差(1104)，给出 $CC1_z2_err = -3.35625027516248x10^{-6}$，其从 CC1_z2 的原始值减去，得到了 $CC1_z1 = 3.07767100866884x10^{-6}$ 的估计值 (1104,1106)。

[0327] 然后，使用 CS1_z1 和 CC1_z1 的这些值，可使用公式 (33) 确定 B 的改进值 (1108)，其在这个例子中是 $B = 9.99820189036286x10^{-5}$。而且，使用公式 (34)，CS1_z1 和 CC1_z1 的值还可被用来获得φ的估计值 (1010)，或$\varphi = 9.98342808946008 \times 10^{-1}$ (1110)。

[0328] 如果 B 和φ的值不足够精确 (1112)，那么处理 1100 可迭代 (1104)。在当前例子中，这种迭代将产生进一步的改进值 $B = 1.00017250689519x10^{-4}$ 和 $\varphi = 9.9997870785885 \times 10^{-1}$。

[0329] 否则 (1112)，该处理 1110 可返回到图 9(912)。即，根据 A、z1、B 和φ的刚刚确定的值精炼所有计算，因此重复处理 900、1000 和 1100。可替换地，或另外地，处理 1100 可直接返回到图 10(1004)，并重新计算那个处理的参数。可执行这种迭代，直到达到所希望的精度等级，或基于一些其它标准截断这种迭代，诸如时间和 / 或计算资源的限制。

[0330] 上述图 2-11 的描述对流量计 200 和 700 的具体实施和使用以及它们的变化提供了解释和例子。在下面结合图 12-15 提供的描述提供了针对图 2-11 的上面实施的技术和的推导、证明和进一步的解释，以及可替换的技术。

[0331] 如上面所提到的，公式 (1)-(4) 为传感器信号 304 的傅立叶分析、在驱动信号周期内的积分和忽略科里奥利模式的影响提供了基础。为了初始包括科里奥利模式的影响，可进行科里奥利模式对傅立叶计算影响的第一近似，因此假定使用正确的积分极限值和调制频率，并且科里奥利模式的唯一影响是混杂公式 1 和 2 的驱动积分。因此公式 1 的正弦积分被定义为如公式 (38) 所示 (假定没有驱动频率上的相位偏移)：

[0332] $$S1_int(A,f,B,k,\phi) := \int_0^{\frac{1}{f}} \left[B\cdot\sin\left[\left(2\cdot\pi\cdot k\cdot t\right)+\phi\right]+A\cdot\sin\left(2\cdot\pi\cdot f\cdot t\right)\right]\cdot\sin\left(2\cdot\pi\cdot f\cdot t\right)dt$$

[0333] 公式 (38)

[0334] 驱动模式或 A 项仅仅是 A/2f，并且调制函数保持为 sin(2πft)。针对 B 项 (科里奥利模式) 的影响的分析表达式由公式 (39) 给出：

[0335] $$S1_Bonly(A,f,B,k,\phi) := -B\cdot f\cdot\sin\left(\frac{1}{f}\cdot\pi\cdot k\right)\cdot\frac{\cos\left(\frac{1}{f}\cdot\pi\cdot k+\phi\right)}{\pi\cdot\left(f^2-k^2\right)}$$

[0336] 公式 (39)

[0337] 类似地，公式 2 的余弦积分显示在具有调制函数 cos(2πft) 的公式 (40) 中

[0338] $$C1_int(A,f,B,k,\phi) := \int_0^{\frac{1}{f}} \left[B\cdot\sin\left[\left(2\cdot\pi\cdot k\cdot t\right)+\phi\right]+A\cdot\sin\left(2\cdot\pi\cdot f\cdot t\right)\right]\cdot\cos\left(2\cdot\pi\cdot f\cdot t\right)dt$$

[0339] 公式 (40)

[0340] 在这里，A 项精确为零，而 B 项由公式 (41) 给出：

[0341] $$C1(A1,f,B,k,\phi) := \frac{-B\cdot k}{\pi\cdot\left(f^2-k^2\right)}\cdot\sin\left(\frac{1}{f}\cdot\pi\cdot k\right)\cdot\sin\left(\frac{1}{f}\cdot\pi\cdot k+\phi\right)$$

[0342] 公式 (41)

[0343] 对于两个积分，B 项的影响用 Φ 调制，产生科里奥利模式差频效应，该效应可在振幅和相位中观察到（例如，参见图 19A-19D）。

[0344] 如所描述的，科里奥利模式移动传感器信号 304 的零交叉点的位置，因此零交叉点不再发生在驱动频率的零（或 π）相位的精确点处，如图 3 和 8 所示。该效应在 z1 参数中反映出来，反映驱动信号上零相位点的这个移动。在这种情况下，傅立叶分析的正弦积分可显示在公式 (42) 中：

[0345] $$S1_z1_int(A,f,B,k,\phi,z1) := \int_{z1}^{\frac{1}{f}+z1}\left[B\cdot\sin\left[\left(2\cdot\pi\cdot k\cdot t\right)+\phi\right]+A\cdot\sin\left(2\cdot\pi\cdot f\cdot t\right)\right]\cdot\sin\left[2\cdot\pi\cdot f\cdot(t-z1)\right]dt$$

[0346] 公式 (42)

[0347] 在公式 (42) 中，修改的调制正弦函数 sin[2πf(t-z1)] 在积分的起始点和终点处是零，而 A 项稍微偏移。结果，A 项对积分的贡献可显示在公式 (43) 中：

[0348] $$S1_Aonly_z1(A,f,B,k,\phi,z1) := \frac{A}{2f}\cdot\cos\left(2f\cdot\pi\cdot z1\right)$$

[0349] 公式 (43)

[0350] 而 B 项显示在公式 (44) 中：

[0351] $$S1_Bonly_z1(A,f,B,k,\phi,z1) := \frac{-B\cdot f}{\pi\cdot\left(f^2-k^2\right)}\cdot\sin\left(\frac{1}{f}\cdot\pi\cdot k\right)\cdot\cos\left(\frac{1}{f}\cdot\pi\cdot k+\phi+2\cdot\pi\cdot k\cdot z1\right)$$

[0352] 公式 (44)

[0353] 类似地，余弦积分可显示在公式 (45) 中：

[0354]

$$C1_z1_int(A,f,B,k,\phi,z1) := \int_{z1}^{\frac{1}{f}+z1}\left[B\cdot\sin\left[\left(2\cdot\pi\cdot k\cdot t\right)+\phi\right]+A\cdot\sin\left(2\cdot\pi\cdot f\cdot t\right)\right]\cdot\cos\left[2\cdot\pi\cdot f\cdot(t-z1)\right]dt$$

[0355] 公式 (45)

[0356] 在这里，修改的调制函数可看作为 cos[2πf(t-z1)]。公式 (45) 的 A 项示于公式 (46) 中：

[0357] $$C1_Aonly_z1(A,f,B,k,\phi,z1) := \frac{1}{2\cdot f}\cdot A\cdot\sin\left(2\cdot\pi\cdot z1\cdot f\right)$$

[0358] 公式 (46)

[0359] B 项示于公式 (47) 中：

[0360] $$C1_Bonly_z1(A,f,B,k,\phi,z1) := \frac{-B\cdot k}{\pi\cdot\left(f^2-k^2\right)}\cdot\sin\left(\frac{1}{f}\cdot\pi\cdot k\right)\cdot\sin\left(\frac{1}{f}\cdot\pi\cdot k+\phi+2\cdot\pi\cdot k\cdot z1\right)$$

[0361] 公式 (47)

[0362] 除此之外，以及如上所述，因为科里奥利模式是异步的，所以在积分的开始和终点处存在零交叉点的不同时间偏移。为分析方便，在上面描述了将积分开始点处的时间偏移（关于驱动模式上真实零相位的点）指示为 z1，同时将附加时间偏移 z2 添加到积分周期的

终点。当然，也有可能将组合的时间偏移表示为单一参数。

[0363] 零交叉点的进一步效应是当零交叉点不精确地分别为 1/f 秒时，应用错误的调制频率，而不是使用如上的频率 f，现在修改的调制函数内的调制频率由 f/(1+f*z2) 给出。所涉及的表达式的大小提出分离的 A 和 B 项。因此 A 积分在公式 (48) 中定义为：

[0364] $$S1_Aonly_z2_int(A,f,B,k,\phi,z1,z2) := \int_{z1}^{\frac{1}{f}+z1+z2} A\cdot\sin(2\cdot\pi\cdot f\cdot t)\cdot\sin\left[2\cdot\pi\cdot\frac{f}{(1+f\cdot z2)}\cdot(t-z1)\right]dt$$

[0365] 公式 (48)

[0366] 公式 (48) 的分析值由公式 (49) 给出：

[0367] $$S1_Aonly_z2(A,f,B,k,\phi,z1,z2) := A\cdot\sin(\pi\cdot f\cdot z2)\cdot\cos[\pi\cdot f\cdot(2\cdot z1+z2)]\cdot\frac{1+f\cdot z2}{f^2\cdot\pi\cdot(2+f\cdot z2)\cdot z2}$$

[0368] 公式 (49)

[0369] 如在在前的分析中，公式 (49) 包含只涉及 f 而不是 k 的正弦函数：sin(π.f.z2)/(π.f.z2)，其很好地表现为 z2- ＞ 0；在分析上可显示，该表达式趋向于在上面公式 (43) 中针对小 z2 定义的函数 S1_Aonly_z1。

[0370] B 积分在公式 (50) 中定义为：

[0371] $$S1_Bonly_z2_int(A,f,B,k,\phi,z1,z2) := \int_{z1}^{\frac{1}{f}+z1+z2} [B\cdot\sin[(2\cdot\pi\cdot k\cdot t)+\phi]]\cdot\sin\left[2\cdot\pi\cdot\frac{f}{(1+f\cdot z2)}\cdot(t-z1)\right]dt$$

[0372] 公式 (50)

[0373] 对于公式 (50) 的值的分析表达式由公式 (51) 给出：

[0374]

$$S1_Bonly_z2(A,f,B,k,\phi,z1,z2) := B\cdot f\cdot\frac{1+f\cdot z2}{2\pi\cdot(k+f\cdot k\cdot z2+f)\cdot(k+f\cdot k\cdot z2-f)}\cdot\left[\sin\left[2\cdot\pi\cdot k\cdot\left(\frac{1}{f}+z1+z2\right)+\phi\right]-\sin(2\cdot\pi\cdot z1\cdot k+\phi)\right]$$

[0375] 公式 (51)

[0376] 整个积分值分别由公式 (49) 和公式 (51) 的 A 和 B 项的和给出。

[0377] 相应的余弦积分显示在公式 (52) 中：

[0378]

$$C1_z2_int(A,f,B,k,\phi,z1,z2) := \int_{z1}^{\frac{1}{f}+z1+z2} [B\cdot\sin[(2\cdot\pi\cdot k\cdot t)+\phi]+A\cdot\sin(2\cdot\pi\cdot f\cdot t)]\cdot\cos\left[2\cdot\pi\cdot\frac{f}{1+f\cdot z2}\cdot(t-z1)\right]dt$$

[0379] 公式 (52)

[0380] 其中 A 项在分析上等于公式 (53)：

[0381] $$C1_Aonly_z2(A,f,B,k,\phi,z1,z2) := \frac{A\cdot(1+f\cdot z2)^2}{f^2\cdot\pi\cdot z2\cdot(2+f\cdot z2)}\cdot\sin(\pi\cdot f\cdot z2)\cdot[\sin[\pi\cdot f\cdot(2\cdot z1+z2)]]$$

[0382] 公式 (53)

[0383] 然后，B 项显示在公式 (54) 中：

[0384]

$$C1_Bonly_z2(A,f,B,k,\phi,z1,z2) := -B\cdot k\cdot\frac{(1+f\cdot z2)^2}{2\pi\cdot(k+f\cdot k\cdot z2+f)\cdot(k+f\cdot k\cdot z2-f)}\cdot\left[\cos\left[2\cdot\pi\cdot k\cdot\left(\frac{1}{f}+z1+z2\right)+\phi\right]-\cos(2\cdot\pi\cdot z1\cdot k+\phi)\right]$$

[0385] 公式 (54)

[0386] 如所述，公式 (48)-(54) 定义科里奥利模式对计算的积分值的影响，假定积分的起始点和终点分别从驱动模式中的零相位点移动 z1 和 z1+z2 秒。换句话说，公式 (48)-(54) 显示在与驱动模式信号 302 相关的零交叉点之间的积分期间所计算的。上面的公式 (48)-(54) 对于 z1 和 z2 的任何值（并且对于任何其它描述的参数）在分析上是精确的。

[0387] 因此，公式 (48)-(54) 说明用于确定驱动参数和科里奥利信号参数的可替换的解决方法。即，分别给出观测的零交叉点（例如，如由零交叉点检测器 265 检测的）和公式 (48)/(50) 和 (52) 的 S1_int_z2 和 C1_int_z2 积分的数值，可推导出 A、f、B、k、Φ、z1 和 z2 值。具体来讲，有可能作些关于参数 A、f、B、k、Φ、z1 和 z2 之间的关系的假定，诸如对于特定流管 f 和 k 之间的关系，如参考上述的。可作出关于参数值如何从驱动循环到流量计 200 或 700 的操作循环变化的其它假定。

[0388] 然而，上面参照图 2-11 描述的方法采用公式 (48)-(54) 的基础分析，并以服从 (amenable to) 每个解决方案的形式修改积分极限值和调制函数，从而包含关于传感器信号内的驱动参数和科里奥利参数的所希望的信息。

[0389] 因此，公式 2-11 的方法描述了具有相对大项（例如，A 的振幅典型地为 300mV）和相对小项（例如，B 的振幅典型地小于或等于 3mV，并且在许多情况下可以是 0.1mV 和更小）的传感器信号的分析，其中两者都以非常高的精度被计算出。通过首先选择积分极限值和调制函数以使得降低和完全消除较小得影响（科里奥利模式），各种解决方案技术操作，因此可获得非常精确的较大影响（驱动模式）的估计。然后，使用这个非常精确的较大影响估计来推导较小影响的残余效应。

[0390] 具体讲，如上所述，在科里奥利模式周期内而不是驱动模式周期内积分考虑了驱动 (A) 和科里奥利 (B) 项的有效分离。而且，如果传感器信号 304 在科里奥利模式周期内积分，并且使用两倍于科里奥利模式频率 (即，2k) 的调制函数，那么科里奥利模式 (B) 项的影响将大部分或完全被消除。然而，如果使用等于科里奥利频率 (即，k) 的调制函数，那么将最大化科里奥利 (B) 项的影响。

[0391] 为此，图 2-11 的技术有效地产生四个积分值，而不是由例如公式 (48)/(50) 和 (52) 形成的两个积分形式。这四个积分值包括两组正弦和余弦项，这些项分别包括调制频率 2k 和 k，并在上面被称为 CS2、CC2、CS1 和 CC1。如上所述，从这些积分中，可确定各种驱动参数和科里奥利参数。

[0392] 基于公式 (1)-(4) 和公式 (38)-(54) 的分析展开，图 12-15 和相应的讨论在下面说明了图 2-11 的这些技术的扩展。因此，公式 (5)-(38) 的一些作为这个扩展的一部分在下面重复，并因此由与上面相同的数值标识符指出。

[0393] 图 12 是说明 CS2 积分扩展的时序曲线图。在图 12 中，如图所示和如刚刚描述的，传感器信号 304 被图解为具有从驱动周期的开始和终点对称展开的积分极限值，从而形成一个完整的科里奥利周期。调制函数 1202 显示为由传感器信号 304 相乘，以获得积信号 1204。正如从上面所理解的，调制函数 1202 具有等于科里奥利频率 k 的两倍的频率，因此积信号 1204 包括极少的或没有科里奥利信号 306 的影响或者没有科里奥利信号 306 的影

响。

[0394] 因此 CS2 积分，在此忽略 z1 和 z2 的影响，可被写为公式 (55)：

[0395]

$$CS2_int(A,f,B,k,\phi) := \int_{-\left(\frac{1}{2k}-\frac{1}{2f}\right)}^{\frac{1}{f}+\left(\frac{1}{2k}-\frac{1}{2f}\right)} \left[B\cdot\sin\left[(2\cdot\pi\cdot k\cdot t)+\phi\right]+A\cdot\sin(2\cdot\pi\cdot f\cdot t)\right]\cdot\sin\left[4\cdot\pi\cdot k\cdot\left[t+\left(\frac{1}{2k}-\frac{1}{2f}\right)\right]\right]dt$$

[0396] 公式 (55)

[0397] 因此，可以从公式 (55) 看到，相应于科里奥利模式频率的两倍，调制函数 sin[4πk[t+((1/2k)-(1/2f))]] 具有频率 4πk。

[0398] 积分极限值的形式和调制函数如下解释。保持在前的假定即驱动模式相位在时间 t = 0 处接近于零，因此积分在 0..1/f 上对称展开周期 1/2k-1/2f。如果科里奥利频率 k 低于驱动频率 f，那么该操作导致积分区域的扩展。然而，如果科里奥利模式频率高于驱动频率，那么积分区域将减小。相关的等式是有效的，并且不管怎样可被适当地表达。

[0399] CS2 积分的分析值由公式 (56) 给出：

[0400]

$$CS2(A,f,B,k,\phi) := \frac{-2\cdot k\cdot A}{\pi\cdot\left(f^2-4\cdot k^2\right)}\cdot\sin\left(\frac{f}{k}\cdot\pi\right)$$

[0401] 公式 (56)

[0402] 在公式 (56) 中，B 项已被完全消除，作为 B 项为 sin(2πkt) 的函数这样事实的结果，并且公式 (56) 使用调制函数 sin(4πkt)。

[0403] 如果包括初始时间偏移 z1 的非零值，那么 CS2 积分或 CS2z1 可被如上写为公式 (5)：

[0404]

$$CS2_z1_in(A,f,B,k,\phi,z1) := \int_{-\left(\frac{1}{2k}-\frac{1}{2f}\right)+z1}^{\frac{1}{f}+\left(\frac{1}{2k}-\frac{1}{2f}\right)+z1} \left[B\cdot\sin\left[(2\cdot\pi\cdot k\cdot t)+\phi\right]+A\cdot\sin(2\cdot\pi\cdot f\cdot t)\right]\cdot\sin\left[4\cdot\pi\cdot k\cdot\left[t-z1+\left(\frac{1}{2k}-\frac{1}{2f}\right)\right]\right]dt$$

[0405] 公式 (5)

[0406] 带有的分析表达式示于公式 (6) 中：

[0407]

$$CS2_z1(A,f,B,k,\phi,z1) := \frac{-2\cdot k\cdot A}{\pi\cdot\left(f^2-4\cdot k^2\right)}\cdot\sin\left(\frac{f}{k}\cdot\pi\right)\cdot\cos(2\cdot f\cdot\pi\cdot z1)$$

[0408] 公式 (6)

[0409] 再一次，B 的影响已被消除。

[0410] 最后，如果使用 z2 的非零值和相应的调制频率，那么 CS2 积分或 CS2_z2 可被如上写为公式 (19)：

[0411]

$$CS2_z2_int(A,f,B,k,\phi,z1,z2) := \int_{-\left(\frac{1}{2k}-\frac{1}{2f}\right)+z1}^{\frac{1}{f}+\left(\frac{1}{2k}-\frac{1}{2f}\right)+z1+z2} \left[B\cdot\sin\left[(2\cdot\pi\cdot k\cdot t)+\phi\right]+A\cdot\sin(2\cdot\pi\cdot f\cdot t)\right]\cdot\sin\left[4\cdot\pi\cdot\frac{k}{(1+k\cdot z2)}\cdot\left[t-z1+\left(\frac{1}{2k}-\frac{1}{2f}\right)\right]\right]dt$$

[0412] 公式 (19)

[0413] A 项由公式 (20) 给出 :

[0414] $$CS2_Aonly_z2(A,f,B,k,\phi,z1,z2) := -2\cdot A\cdot k\cdot(1+k\cdot z2)\cdot\frac{\sin\left[\pi\cdot f\cdot\left(\frac{1}{k}+z2\right)\right]\cdot\cos\left[\pi\cdot f\cdot(2\cdot z1+z2)\right]}{\pi\cdot(f+f\cdot k\cdot z2+2\cdot k)\cdot(f+f\cdot k\cdot z2-2\cdot k)}$$

[0415] 公式 (20)

[0416] B 项不再精确为零,如公式 (21) 中所示 :

[0417]

$$CS2_Bonly_z2(A,f,B,k,\phi,z1,z2) := \frac{2\cdot B\cdot(1+k\cdot z2)}{\pi\cdot k\cdot(3+k\cdot z2)\cdot(1-k\cdot z2)}\cdot\cos\left[k\cdot\pi\cdot\left(\frac{1}{f}+2\cdot z1+z2\right)+\phi\right]\cdot\sin(\pi\cdot k\cdot z2)$$

[0418] 公式 (21)

[0419] 但是,它是非常小的,为 B 本身和 sin(z2) 的积,两者可被假定为很小。

[0420] 图 13 是说明 CC2 积分的时序曲线图。参照图 12 中的 CS2 和上述讨论主要变化是调制函数 1304 是余弦而不是正弦函数,导致不同的积函数,而不是图 12 中看到的。

[0421] 因此,首先假定 z1 和 z2 为零,CC2 积分采用公式 (57) 的形式 :

[0422]

$$CC2_int(A,f,B,k,\phi) := \int_{-\left(\frac{1}{2k}-\frac{1}{2f}\right)}^{\frac{1}{f}+\left(\frac{1}{2k}-\frac{1}{2f}\right)} \left[B\cdot\sin\left[(2\cdot\pi\cdot k\cdot t)+\phi\right]+A\cdot\sin(2\cdot\pi\cdot f\cdot t)\right]\cdot\cos\left[4\cdot\pi\cdot k\cdot\left[t+\left(\frac{1}{2k}-\frac{1}{2f}\right)\right]\right]dt$$

[0423] 公式 (57)

[0424] 当 A 项和 B 项消失时,公式 (57) 具有精确为零的值。

[0425] 接下来考虑 z1 的非零值,CC2_z1 值可被如上表示为公式 (7) :

[0426]

$$CC2_z1_int(A,f,B,k,\phi,z1) := \int_{-\left(\frac{1}{2k}-\frac{1}{2f}\right)+z1}^{\frac{1}{f}+\left(\frac{1}{2k}-\frac{1}{2f}\right)+z1} \left[B\cdot\sin\left[(2\cdot\pi\cdot k\cdot t)+\phi\right]+A\cdot\sin(2\cdot\pi\cdot f\cdot t)\right]\cdot\cos\left[4\cdot\pi\cdot k\cdot\left[t-z1+\left(\frac{1}{2k}-\frac{1}{2f}\right)\right]\right]dt$$

[0427] 公式 (7)

[0428] 其具有分析形式,其中再一次 B 项精确为零,如公式 (8) 中所示 :

[0429] $$CC2_z1(A,f,B,k,\phi,z1) := \frac{-A\cdot f}{\pi\cdot\left(f^2-4\cdot k^2\right)}\cdot\sin\left(\frac{f}{k}\cdot\pi\right)\cdot\sin(2\cdot f\cdot\pi\cdot z1)$$

[0430] 公式 (8)

[0431] 最后,最普通的,允许非零 z1 和 z2 和调制频率中的结果误差,CC2_z2 积分可被写为公式 (22) :

[0432]

$$CC2_z2_int(A,f,B,k,\phi,z1,z2) := \int_{-\left(\frac{1}{2k}-\frac{1}{2f}\right)-z1}^{\frac{1}{f}+\left(\frac{1}{2k}-\frac{1}{2f}\right)-z1+z2} \left[B\cdot\sin\left[(2\cdot\pi\cdot k\cdot t)+\phi\right]+A\cdot\sin(2\cdot\pi\cdot f\cdot t)\right]\cdot\cos\left[4\cdot\pi\cdot\frac{k}{(1+k\cdot z2)}\cdot\left[t-z1+\left(\frac{1}{2k}-\frac{1}{2f}\right)\right]\right]dt$$

[0433] 公式 (22)

[0434] 因此，公式 (22) 的 CC2_z2 的 A 项采用公式 (23) 的形式：

[0435] $$CC2_Aonly_z2(A,f,B,k,\phi,z1,z2) := -A\cdot f\cdot(1+k\cdot z2)^2\cdot\frac{\sin\left[\pi\cdot f\cdot\left(\frac{1}{k}+z2\right)\right]\cdot\sin\left[\pi\cdot f\cdot(2\cdot z1+z2)\right]}{\pi\cdot(f+f\cdot k\cdot z2+2\cdot k)\cdot(f+f\cdot k\cdot z2-2\cdot k)}$$

[0436] 公式 (23)

[0437] 而 B 项采用公式 (24) 的形式：

[0438]

$$CC2_Bonly_z2(A,f,B,k,\phi,z1,z2) := \frac{-B\cdot(1+k\cdot z2)^2}{\pi\cdot k\cdot(k\cdot z2+3)\cdot(k\cdot z2-1)}\cdot\sin\left[k\cdot\pi\cdot\left(\frac{1}{f}+2\cdot z1+z2\right)+\phi\right]\cdot\sin(\pi\cdot k\cdot z2)$$

[0439] 公式 (24)

[0440] 其再一次作为 B 和 sin(z2) 的乘积是小的。

[0441] 图 14 是说明 CS1 积分的扩展的时序曲线图。在图 14 中，如图所示，调制函数 1402 在积分周期内完成单个循环，具有科里奥利频率 k，因此产生积函数 1404。

[0442] 进行到 CS1 积分的扩展，第一个 CS1 积分，即，假定 z1 和 z2 都为零，可被定义为公式 (58)：

[0443]

$$CS1_int(A,f,B,k,\phi) := \int_{-\left(\frac{1}{2k}-\frac{1}{2f}\right)}^{\frac{1}{f}+\left(\frac{1}{2k}-\frac{1}{2f}\right)} \left[B\cdot\sin\left[(2\cdot\pi\cdot k\cdot t)+\phi\right]+A\cdot\sin(2\cdot\pi\cdot f\cdot t)\right]\cdot\sin\left[2\cdot\pi\cdot k\cdot\left[t+\left(\frac{1}{2k}-\frac{1}{2f}\right)\right]\right]dt$$

[0444] 公式 (58)

[0445] 公式 (58) 的分析值由公式 (59) 给出：

[0446] $$CS1(A,f,B,k,\phi) := \frac{-k\cdot A}{\pi\cdot\left(f^2-k^2\right)}\cdot\sin\left(\frac{f}{k}\cdot\pi\right)-\frac{B}{2k}\cdot\cos\left(\frac{k}{f}\cdot\pi+\phi\right)$$

[0447] 公式 (59)

[0448] 接下来假定 z1 的非零值，CS1_z1 积分在公式 (9) 中显示为：

[0449]

$$CS1_z1_int(A,f,B,k,\phi,z1) := \int_{-\left(\frac{1}{2k}-\frac{1}{2f}\right)+z1}^{\frac{1}{f}+\left(\frac{1}{2k}-\frac{1}{2f}\right)+z1} \left[B\cdot\sin\left[(2\cdot\pi\cdot k\cdot t)+\phi\right]+A\cdot\sin(2\cdot\pi\cdot f\cdot t)\right]\cdot\sin\left[2\cdot\pi\cdot k\cdot\left[t-z1+\left(\frac{1}{2k}-\frac{1}{2f}\right)\right]\right]dt$$

[0450] 公式 (9)

[0451] 公式 (9) 具有由公式 (10) 给出的 A 项：

[0452] $$CS1_Aonly_z1(A,f,B,k,\phi,z1) := \frac{-k\cdot A}{\pi\cdot(f^2-k^2)}\cdot\sin\left(\frac{f}{k}\cdot\pi\right)\cdot\cos(2\cdot f\cdot\pi\cdot z1)$$

[0453] 公式 (10)

[0454] 公式 (10) 具有由公式 (11) 给出的 B 项：

[0455] $$CS1_Bonly_z1(A,f,B,k,\phi,z1) := \frac{-B}{2\cdot k}\cdot\cos\left[k\cdot\pi\cdot\left(\frac{1}{f}+2\cdot z1\right)+\phi\right]$$

[0456] 公式 (11)

[0457] 最后，带有非零 z2 项，CS1_z2 积分可被写为公式 (25)：

[0458] $$CS1_z2_int(A,f,B,k,\phi,z1,z2) := \int_{-\left(\frac{1}{2k}-\frac{1}{2f}\right)+z1}^{\frac{1}{f}+\left(\frac{1}{2k}-\frac{1}{2f}\right)+z1+z2} \left[B\cdot\sin\left[(2\cdot\pi\cdot k\cdot t)+\phi\right]+A\cdot\sin(2\cdot\pi\cdot f\cdot t)\right]\cdot\sin\left[2\cdot\pi\cdot\frac{k}{(1+k\cdot z2)}\cdot\left[t-z1+\left(\frac{1}{2k}-\frac{1}{2f}\right)\right]\right]dt$$

[0459] 公式 (25)

[0460] 公式 (25) 具有针对由公式 (26) 给出的 A 项的分析表达式：

[0461] $$CS1_Aonly_z2(A,f,B,k,\phi,z1,z2) := -A\cdot k\cdot(1+k\cdot z2)\cdot\frac{\sin\left[\pi\cdot f\cdot\left(\frac{1}{k}+z2\right)\right]\cdot\cos\left[\pi\cdot f\cdot(2\cdot z1+z2)\right]}{\pi\cdot(f+f\cdot k\cdot z2+k)\cdot(f+f\cdot k\cdot z2-k)}$$

[0462] 公式 (26)

[0463] 公式 (26) 具有由公式 (27) 给出的 B 项：

[0464] $$CS1_Bonly_z2(A,f,B,k,\phi,z1,z2) := \frac{-B\cdot(1+k\cdot z2)}{\pi\cdot k^2\cdot z2\cdot(2+k\cdot z2)}\cdot\cos\left[\pi\cdot k\cdot\left(\frac{1}{f}+2\cdot z1+z2\right)+\phi\right]\cdot\sin(\pi\cdot k\cdot z2)$$

[0465] 公式 (27)

[0466] 公式 (27) 的 B 项包括正弦函数 sin(π.k.z2)/(π.k.z2)，并且可被显示为当 z2 趋向于零时，其趋向于公式 (11) 的 CS1_Bonly_z1。

[0467] 公式 15 是说明 CC1 积分的扩展的是时序曲线图。在图 15 中，如图所示，调制（余弦）函数 1502 在积分周期内完成单个循环，具有科里奥利频率 k，并产生积函数 1504。

[0468] 以类似方式继续到上面，并以都假定为零的 z1 和 z2 开始，CC1 积分采用公式 (60) 的形式：

[0469] $$CC1_int(A,f,B,k,\phi) := \int_{-\left(\frac{1}{2k}-\frac{1}{2f}\right)}^{\frac{1}{f}+\left(\frac{1}{2k}-\frac{1}{2f}\right)} \left[B\cdot\sin\left[(2\cdot\pi\cdot k\cdot t)+\phi\right]+A\cdot\sin(2\cdot\pi\cdot f\cdot t)\right]\cdot\cos\left[2\cdot\pi\cdot k\cdot\left[t+\left(\frac{1}{2k}-\frac{1}{2f}\right)\right]\right]dt$$

[0470] 公式 (60)

[0471] A 项消失，只留下下面公式 (61) 的 B 项：

[0472] $$CC1(A,f,B,k,\phi) := \frac{-B}{2\cdot k}\cdot\sin\left(\frac{k}{f}\cdot\pi+\phi\right)$$

[0473] 公式 (61)

[0474] 利用 z1 的非零值，CC1_z1 积分可如上显示在公式 (12) 中：

[0475]

$$CC1_z1_int(A,f,B,k,\phi,z1) := \int_{-\left(\frac{1}{2k}-\frac{1}{2f}\right)+z1}^{\frac{1}{f}+\left(\frac{1}{2k}-\frac{1}{2f}\right)+z1} \left[B\cdot\sin\left[(2\cdot\pi\cdot k\cdot t)+\phi\right]+A\cdot\sin(2\cdot\pi\cdot f\cdot t)\right]\cdot\cos\left[2\cdot\pi\cdot k\cdot\left[t-z1+\left(\frac{1}{2k}-\frac{1}{2f}\right)\right]\right]dt$$

[0476] 公式 (12)

[0477] 公式 (12) 产生公式 (13) 的 A 项：

[0478] $$CC1_Aonly_z1(A,f,B,k,\phi,z1) := \frac{-f\cdot A}{\pi\cdot\left(f^2-k^2\right)}\cdot\sin\left(\frac{f}{k}\cdot\pi\right)\cdot\sin(2\cdot f\cdot\pi\cdot z1)$$

[0479] 公式 (13)

[0480] 公式 (13) 产生公式 (14) 的 B 项：

[0481] $$CC1_Bonly_z1(A,f,B,k,\phi,z1) := \frac{-B}{2\cdot k}\cdot\sin\left[k\cdot\pi\cdot\left(\frac{1}{f}+2\cdot z1\right)+\phi\right]$$

[0482] 公式 (14)

[0483] 最后，利用非零 z2，CC1_z2 积分在公式 (28) 中表示为：

[0484]

$$CC1_z2_int(A,f,B,k,\phi,z1,z2) := \int_{-\left(\frac{1}{2k}-\frac{1}{2f}\right)+z1}^{\frac{1}{f}+\left(\frac{1}{2k}-\frac{1}{2f}\right)+z1+z2} \left[B\cdot\sin\left[(2\cdot\pi\cdot k\cdot t)+\phi\right]+A\cdot\sin(2\cdot\pi\cdot f\cdot t)\right]\cdot\cos\left[2\cdot\pi\cdot\frac{k}{(1+k\cdot z2)}\cdot\left[t-z1+\left(\frac{1}{2k}-\frac{1}{2f}\right)\right]\right]dt$$

[0485] 公式 (28)

[0486] 对于公式 (28)，A 项可被写为公式 (29)：

[0487] $$CC1_Aonly_z2(A,f,B,k,\phi,z1,z2) := -A\cdot f\cdot(1+k\cdot z2)^2\cdot\frac{\sin\left[\pi\cdot f\cdot\left(\frac{1}{k}+z2\right)\right]\cdot\sin\left[\pi\cdot f\cdot(2\cdot z1+z2)\right]}{\pi\cdot(f+f\cdot k\cdot z2+k)\cdot(f+f\cdot k\cdot z2-k)}$$

[0488] 公式 (29)

[0489] 而且对于公式 (29)，B 项可被写为公式 (30)，其中再一次包括正弦函数 sin(π.k.z2)/(π.k.z2)：

[0490] $$CC1_Bonly_z2(A,f,B,k,\phi,z1,z2) := \frac{-B\cdot(1+k\cdot z2)^2}{\pi\cdot k^2\cdot z2\cdot(2+k\cdot z2)}\cdot\sin\left[\pi\cdot k\cdot\left(\frac{1}{f}+2\cdot z1+z2\right)+\phi\right]\cdot\sin(\pi\cdot k\cdot z2)$$

[0491] 公式 (30)

[0492] 因此，图 12-15 的上述讨论说明了所有 CS2_z1、CC2_z1、CS1_z1、CC1_z1、CS2_z2、CC2_z2、CS1_z2 和 CC1_z2 积分的展开，该展开是基于执行传感器信号 304 的傅立叶分析的现有技术的扩展。

[0493] 图 16-22 说明上面图 2-11 技术的实施结果的例子。在图 16-22 中，除非另有说明，说明了参数值为 A = 0.3，f = 100Hz，k = f/ √ 3 和 B = 0.005 的数据。当然，这些参数纯粹时为了示例。

[0494] 图 16A 和 16B 是说明两个传感器信号 304 之间的相位差的曲线图，例如来自两个传感器 205 的两个信号的两个偏移 z1 之间的相位差。图 16A 说明在上述讨论的校正之前

的原始相位差，图 16B 说明在校正之后的相位差。

[0495] 图 17A 和 17B 是说明平均频率 f（在图 17A 中）和校正频率 $f_{revised}$（在图 17B 中）的曲线图。如图示，通过使用上面参照图 9(916) 描述的技术，可获得频率值的显著改进和误差的降低。例如，依赖于科里奥利噪声级，可获得 10-1000 的标准推导的降低。

[0496] 图 18 是说明沿着上面参照图 9(916) 描述的线的科里奥利频率估计的例子的曲线图。即，图 18 说明了在给定时间周期内平均科里奥利频率的计算。如上所述，可确定图 17B 的 $f_{revised}$ 和图 18 的 k 之间的比例和其它关系。

[0497] 图 19A-19D 是说明驱动信号振幅和相位的原始和校正值的曲线图。具体讲，图 19A 和 19B 说明驱动信号的原始和校正振幅，而图 19C 和 19D 说明原始和校正相位差 z1。如图所示，可获得标准偏离中的明显降低。而且，可消除参考上面典型地发生在驱动频率和科里奥利频率之间的差处的拍频图形 (beating pattern)。

[0498] 图 20A-20D 是说明驱动信号的振幅调制的曲线图。在图 20A 和 20B 中，分别说明了原始和校正振幅。在图 20C 和 20D 中，分别说明了原始和校正相位差。

[0499] 图 21A-21D 是说明驱动信号的相位差中的阶跃变化的曲线图。在图 21A 和 21B 中，分别说明了原始和校正振幅。在图 21C 和 21D 中，分别说明了原始和校正相位差。正如可看到的，在图 21C 中相位差中的阶跃变化通过噪声而模糊，但在图 21D 中清楚可见。

[0500] 最后，图 22A-22E 是说明科里奥利振幅 B 中变化的曲线图。在图 22A 中，说明了传感器信号的原始振幅，而在图 22B 中说明了校正的振幅。在图 22C 中显示了原始相位差，而在图 22D 中显示了校正的相位差。

[0501] 最后，图 22E 说明了由参考上面的任意不同效应例如流管 215 的外部振动产生的科里奥利振幅中的变化。在图 22E 中，如图所示，科里奥利振幅在 .005V 和 .0075V 之间变化。如图所示，可将科里奥利振幅 B 确定到高精度级，因此可识别、表现和 / 或确定 B 中变化的始发原因。

[0502] 在上面描述了这样的技术，即，其中可分析具有主（驱动）信号分量和次（例如，科里奥利）分量的传感器信号，以便特性化信号分量，并最终以高精度级识别信号分量的参数。结果，可对可振动流管内的流体进行高精确度、稳定的和响应的测量，可产生保持流管的所希望振荡的新驱动信号。

[0503] 在这些和相关技术中，应当理解图 2 和 7 的信号分析器 255 和信号识别器 260 可在分离的位置实施。例如，如上面所参考的，信号分析器 255 可在专门的处理器诸如 FPGA 内实施，以用于积分值的高速计算。然后，FPGA 可将这些积分的结果发送到分离处理器上的信号识别器 260，所以以最小的计算负担执行从积分结果中提取各个信号参数的信号识别器 260 的动作。

[0504] 已经描述了许多的具体实施方式。然而，将理解，可进行各种修改。因此，其它的具体实施方式在下面权利要求书的范围内。

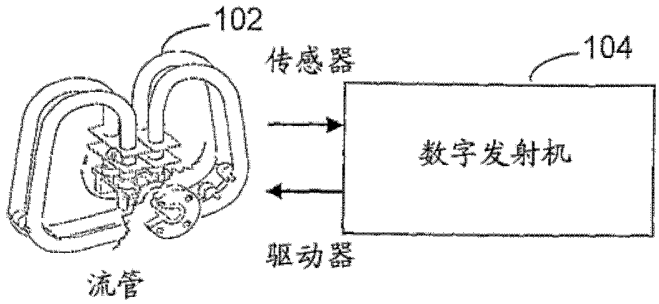


图 1A

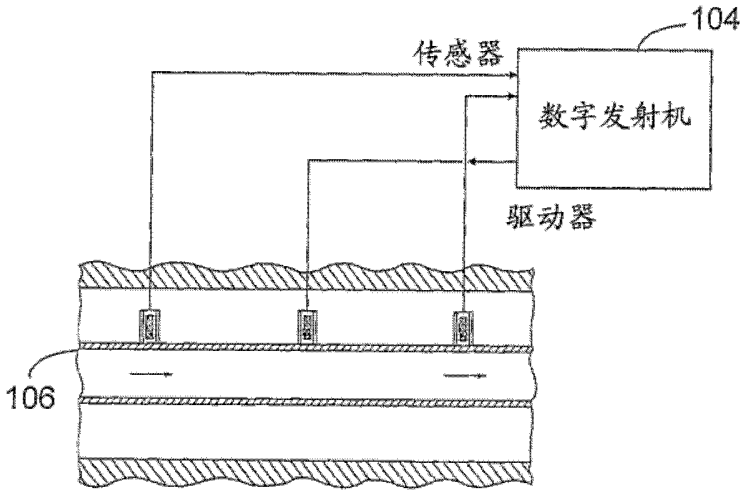


图 1B

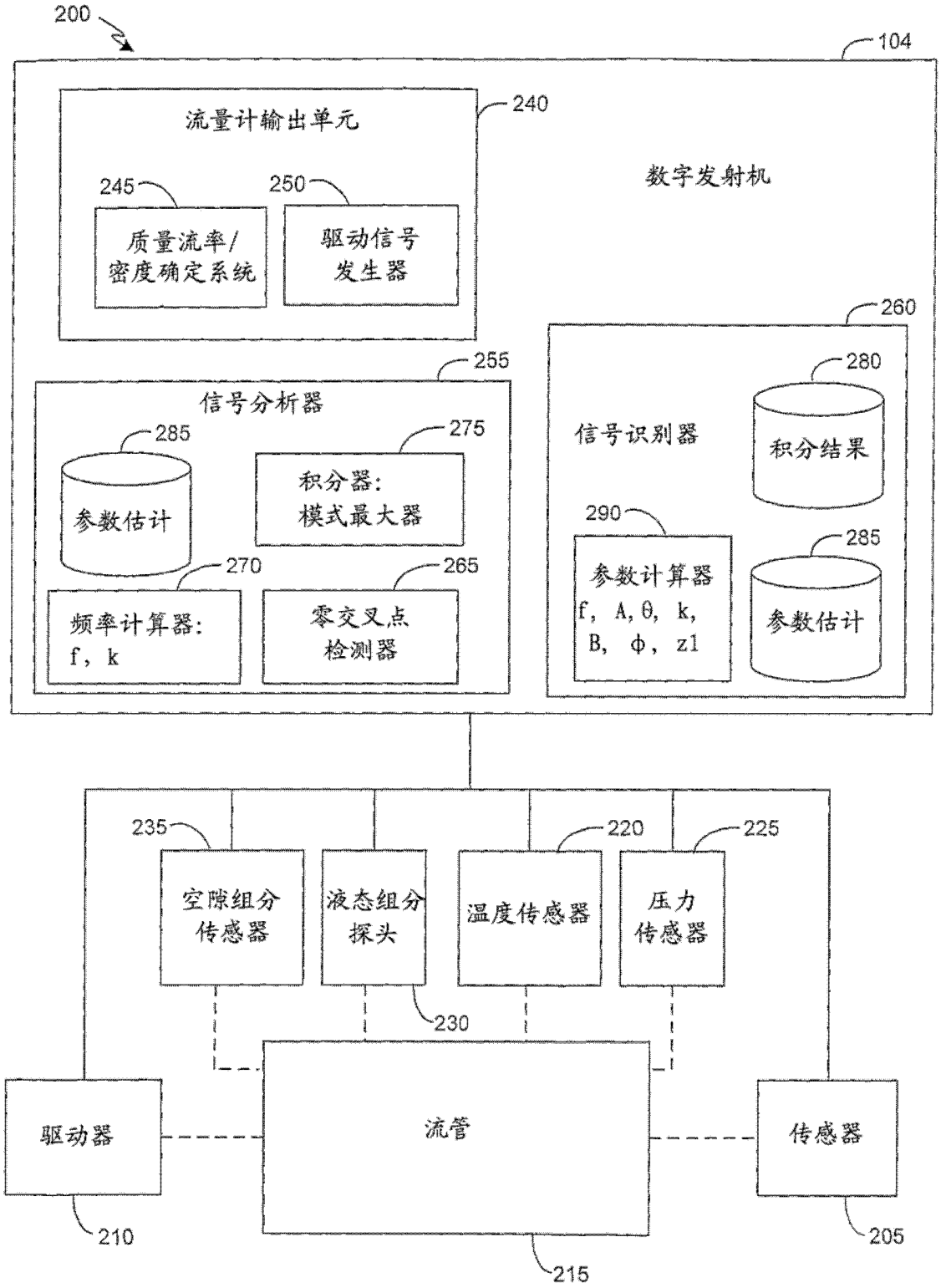

200
104
流量计输出单元
240
245
质量流率/
密度确定系统
250
驱动信号
发生器
数字发射机
260
255
信号分析器
280
信号识别器
积分结果
285
275
参数估计
积分器:
模式最大器
290
285
参数计算器
f, A, θ, k,
B, ϕ, z1
参数估计
270
265
频率计算器:
f, k
零交叉点
检测器
235
220
225
空隙组分
传感器
液态组分
探头
温度传感器
压力
传感器
230
驱动器
流管
传感器
210
205
215

图 2

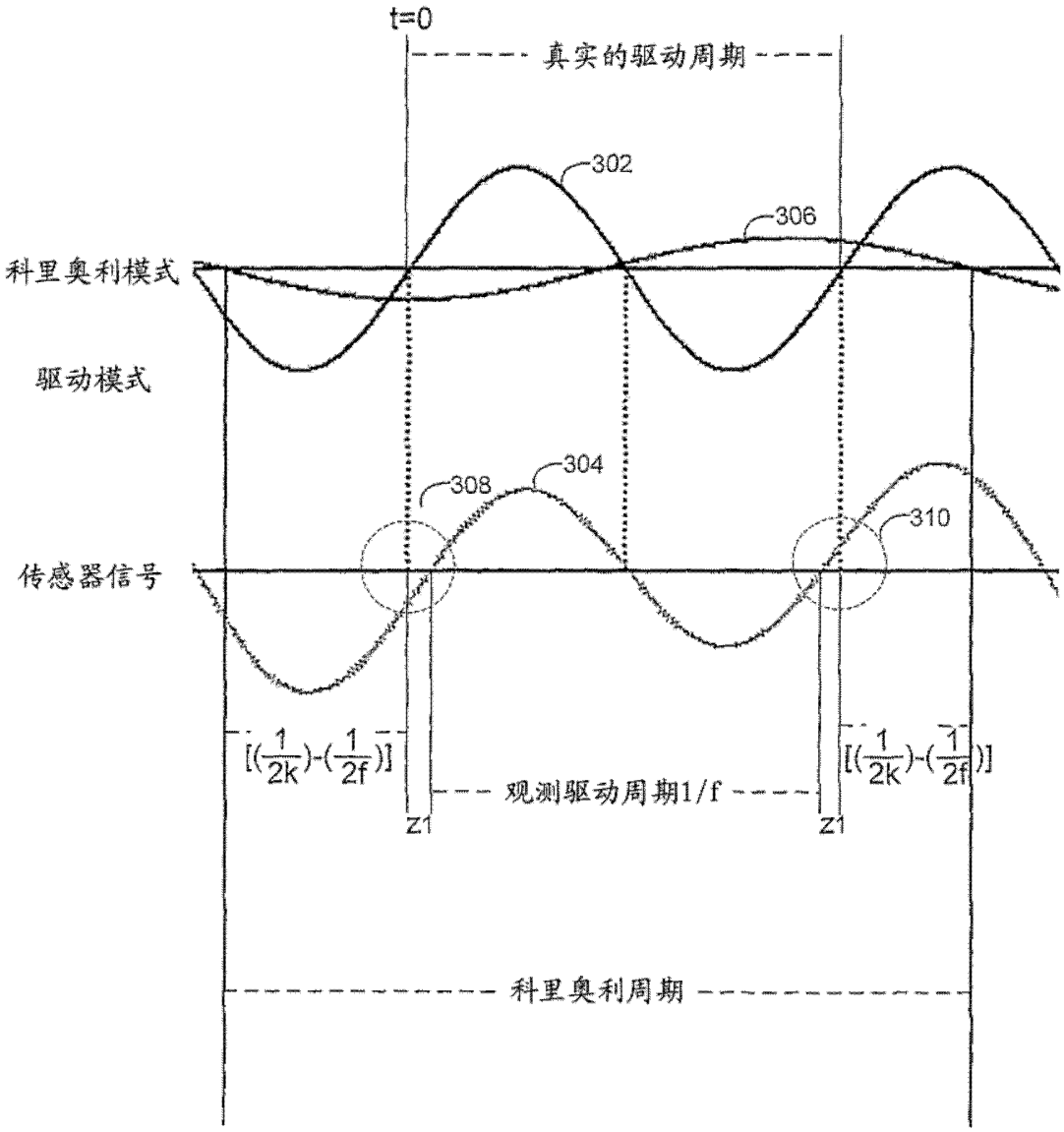

t=0
真实的驱动周期
302
306
科里奥利模式
驱动模式
308
304
310
传感器信号
[(1/2k)-(1/2f)]
观测驱动周期1/f
Z1
Z1
[(1/2k)-(1/2f)]
科里奥利周期

图 3

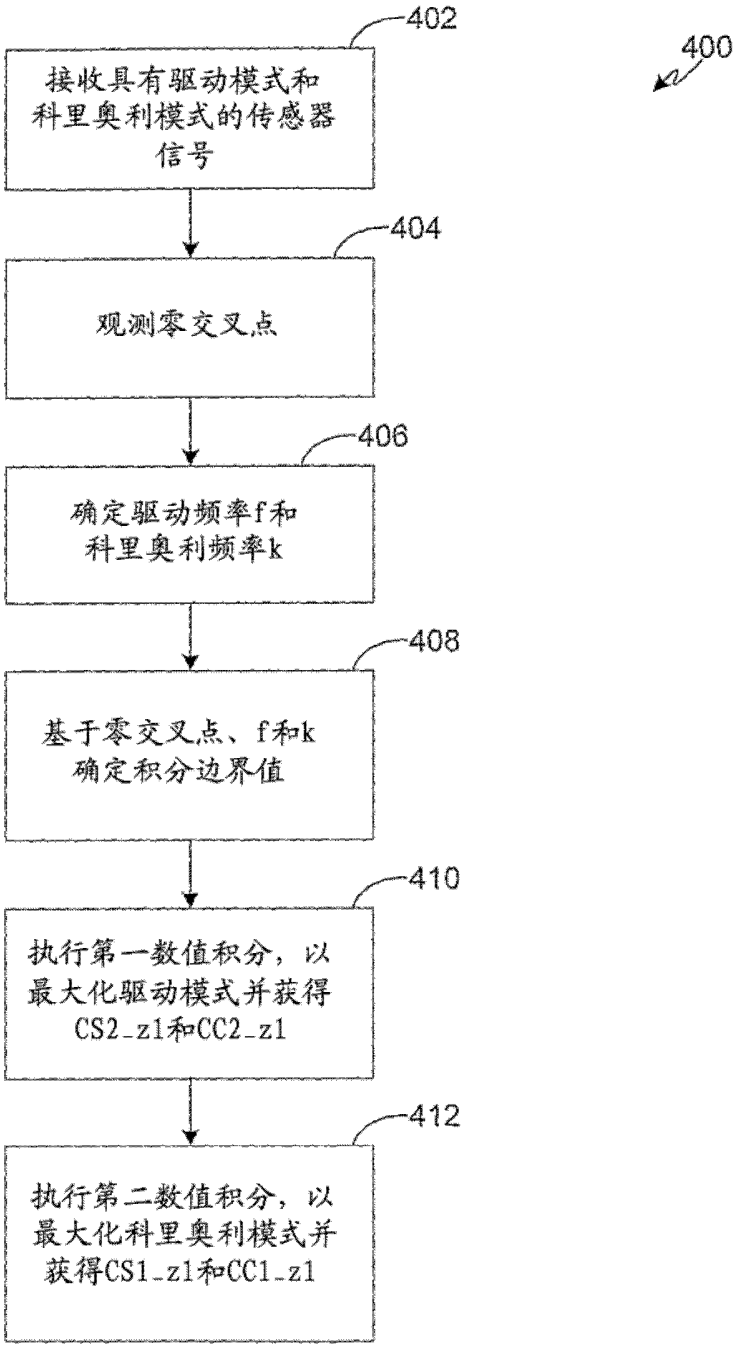

400
402
接收具有驱动模式和科里奥利模式的传感器信号
404
观测零交叉点
406
确定驱动频率f和科里奥利频率k
408
基于零交叉点、f和k确定积分边界值
410
执行第一数值积分，以最大化驱动模式并获得CS2_z1和CC2_z1
412
执行第二数值积分，以最大化科里奥利模式并获得CS1_z1和CC1_z1

图 4

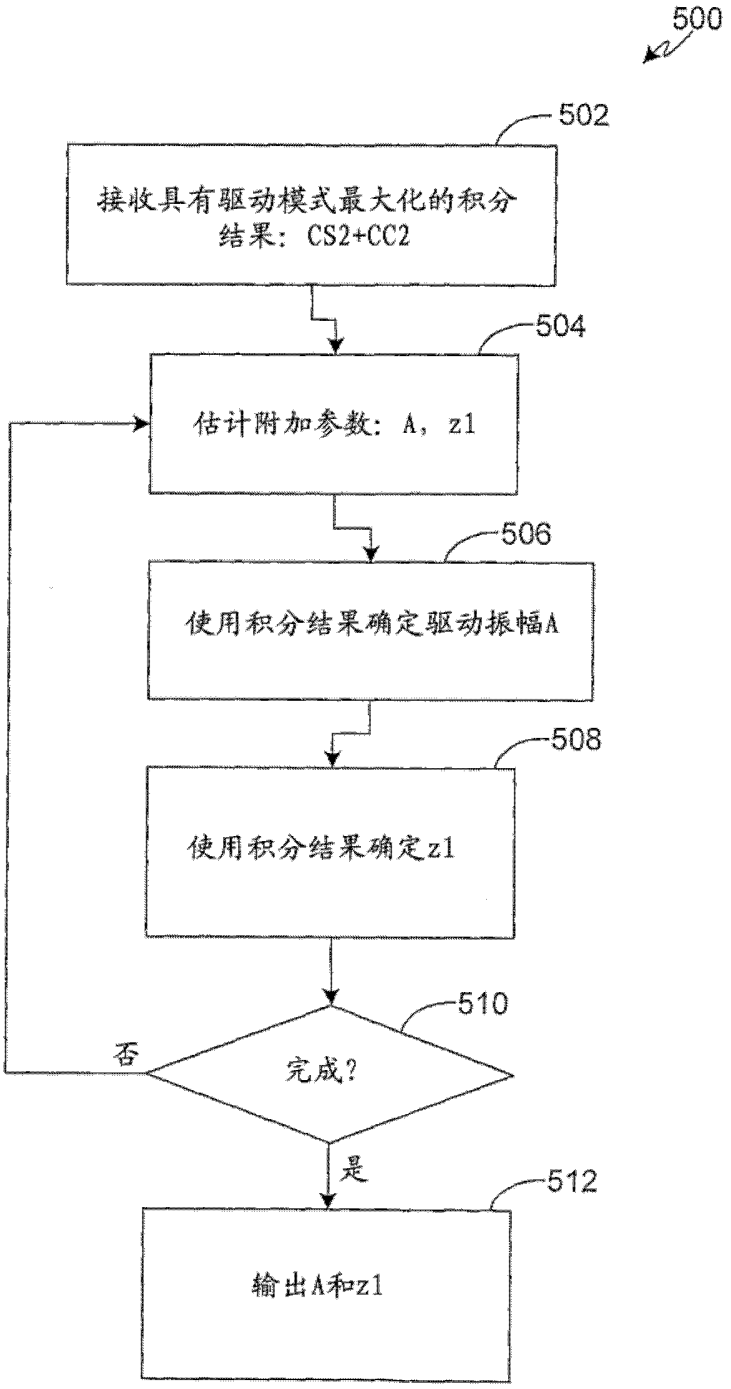

500
502
接收具有驱动模式最大化的积分结果：CS2+CC2
504
估计附加参数：A，z1
506
使用积分结果确定驱动振幅A
508
使用积分结果确定z1
510
完成？
否
是
512
输出A和z1

图 5

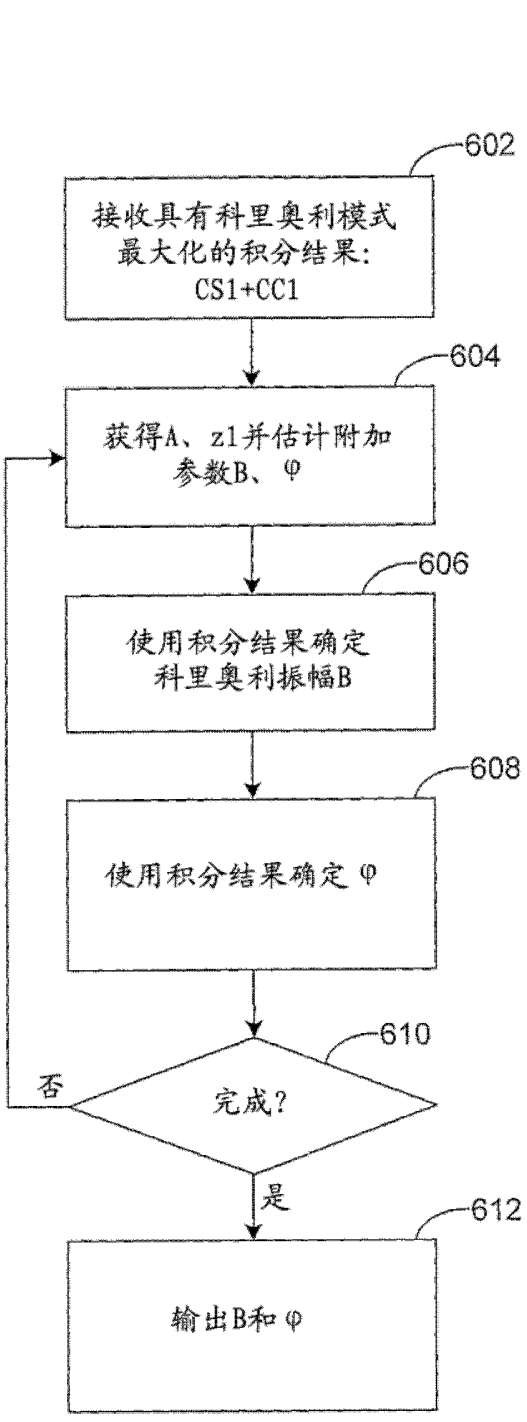

600
602
接收具有科里奥利模式最大化的积分结果：CS1+CC1
604
获得A、z1并估计附加参数B、φ
606
使用积分结果确定科里奥利振幅B
608
使用积分结果确定φ
610
完成？
否
是
612
输出B和φ

图 6

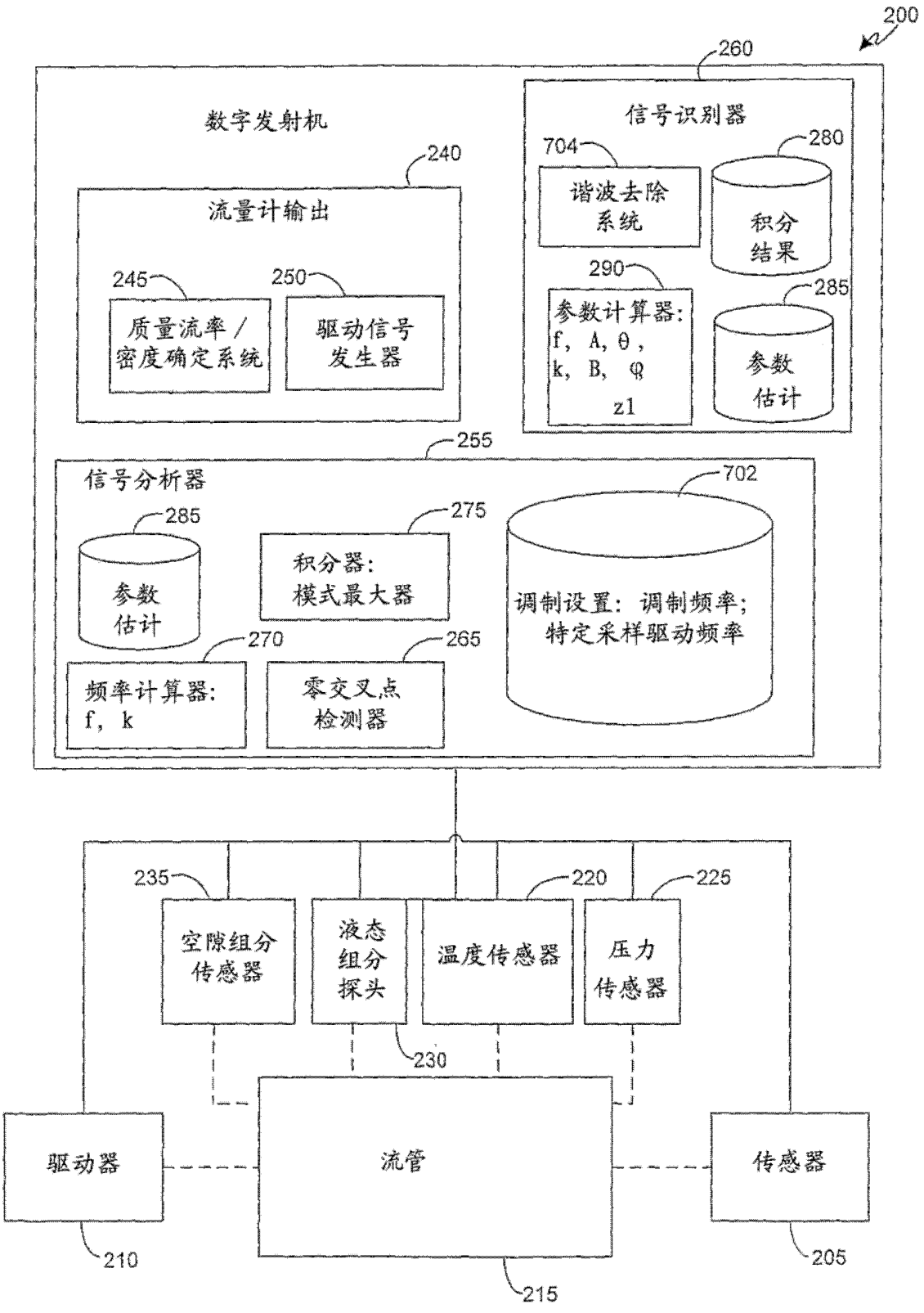

200
260
数字发射机
信号识别器
240
704
280
流量计输出
谐波去除系统
积分结果
245
250
290
285
质量流率/密度确定系统
驱动信号发生器
参数计算器: f, A, θ, k, B, φ z1
参数估计
255
信号分析器
702
285
275
参数估计
积分器: 模式最大器
调制设置: 调制频率; 特定采样驱动频率
270
265
频率计算器: f, k
零交叉点检测器
235
220
225
空隙组分传感器
液态组分探头
温度传感器
压力传感器
230
驱动器
流管
传感器
210
205
215

图 7

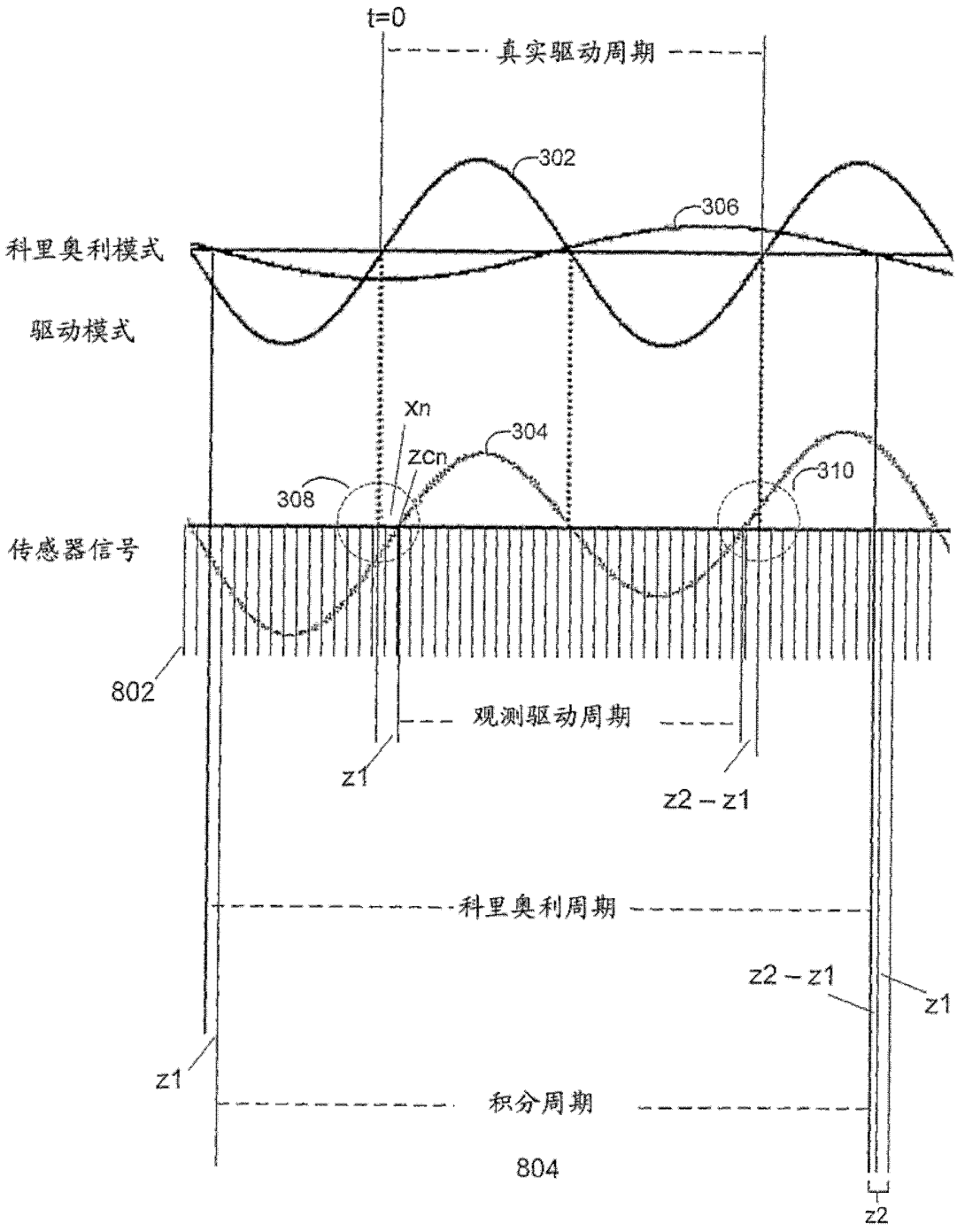

t=0
真实驱动周期
302
306
科里奥利模式
驱动模式
Xn
304
Zcn
308
310
传感器信号
802
观测驱动周期
z1
z2－z1
科里奥利周期
z2－z1
z1
z1
积分周期
804
z2

图 8

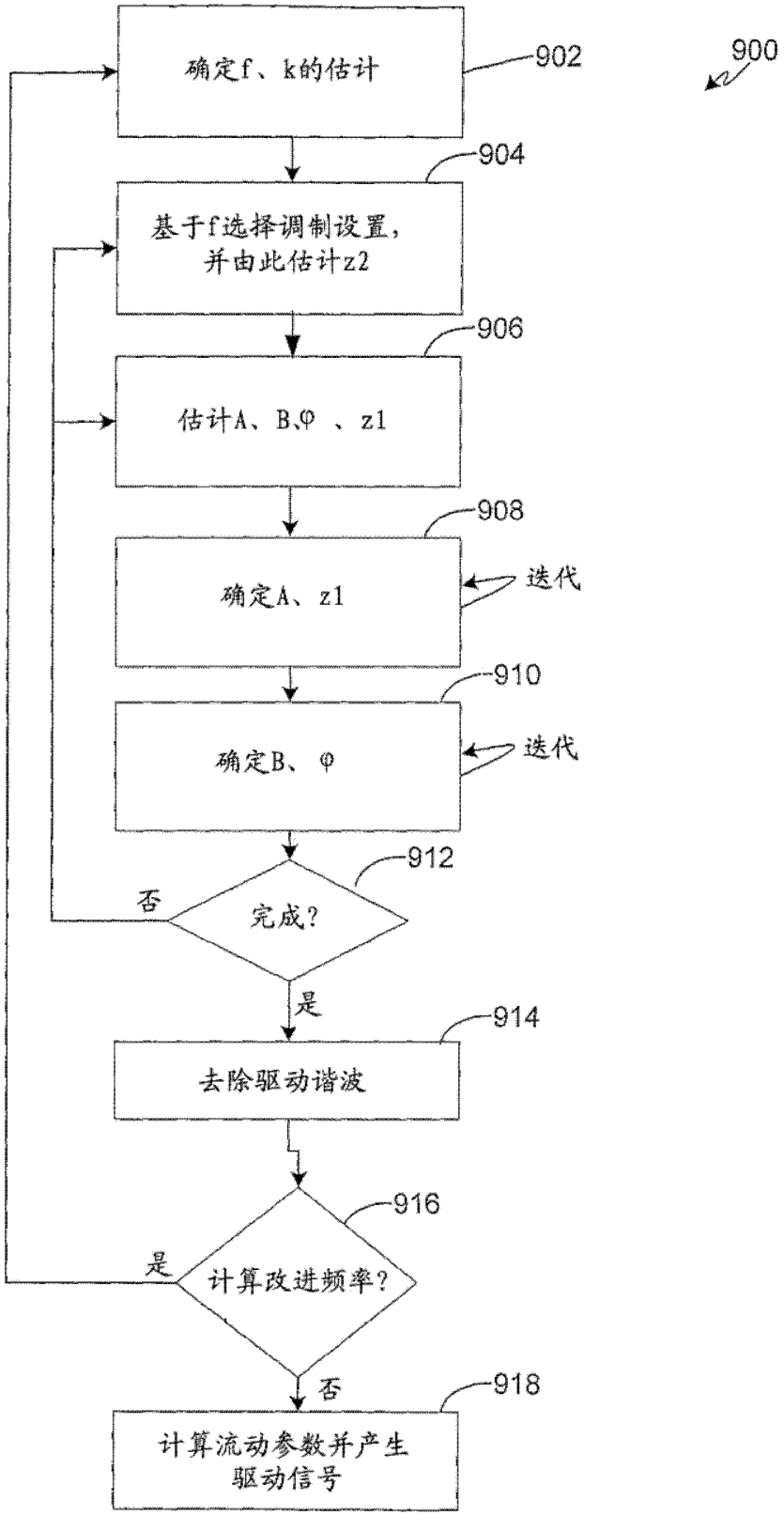

900
确定f、k的估计
902
基于f选择调制设置，
并由此估计z2
904
估计A、B、φ 、z1
906
确定A、z1
908
迭代
确定B、φ
910
迭代
完成?
912
否
是
去除驱动谐波
914
计算改进频率?
916
是
否
计算流动参数并产生
驱动信号
918

图 9

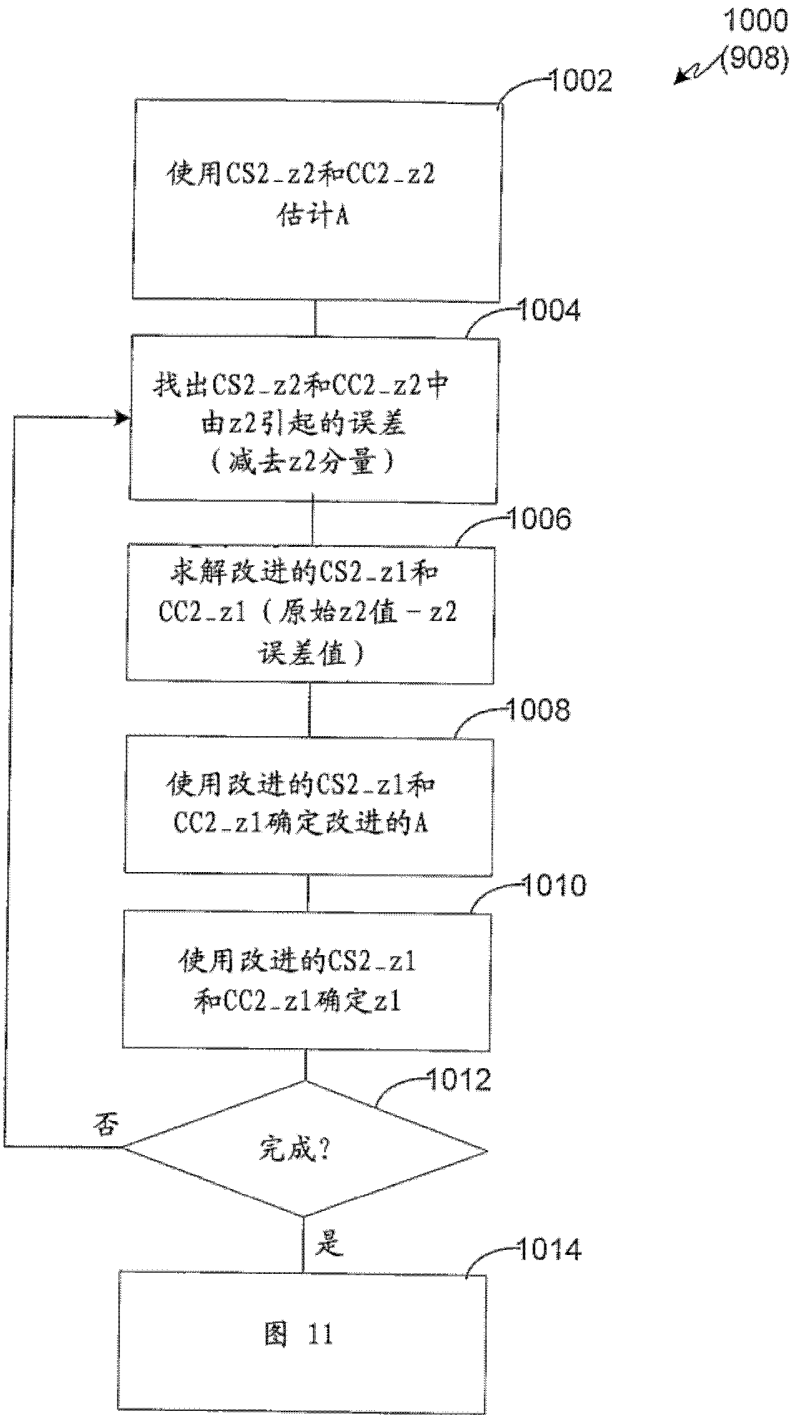

1000
(908)
1002
使用CS2_z2和CC2_z2
估计A
1004
找出CS2_z2和CC2_z2中
由z2引起的误差
（减去z2分量）
1006
求解改进的CS2_z1和
CC2_z1（原始z2值－z2
误差值）
1008
使用改进的CS2_z1和
CC2_z1确定改进的A
1010
使用改进的CS2_z1
和CC2_z1确定z1
1012
否
完成?
是
1014
图 11

图 10

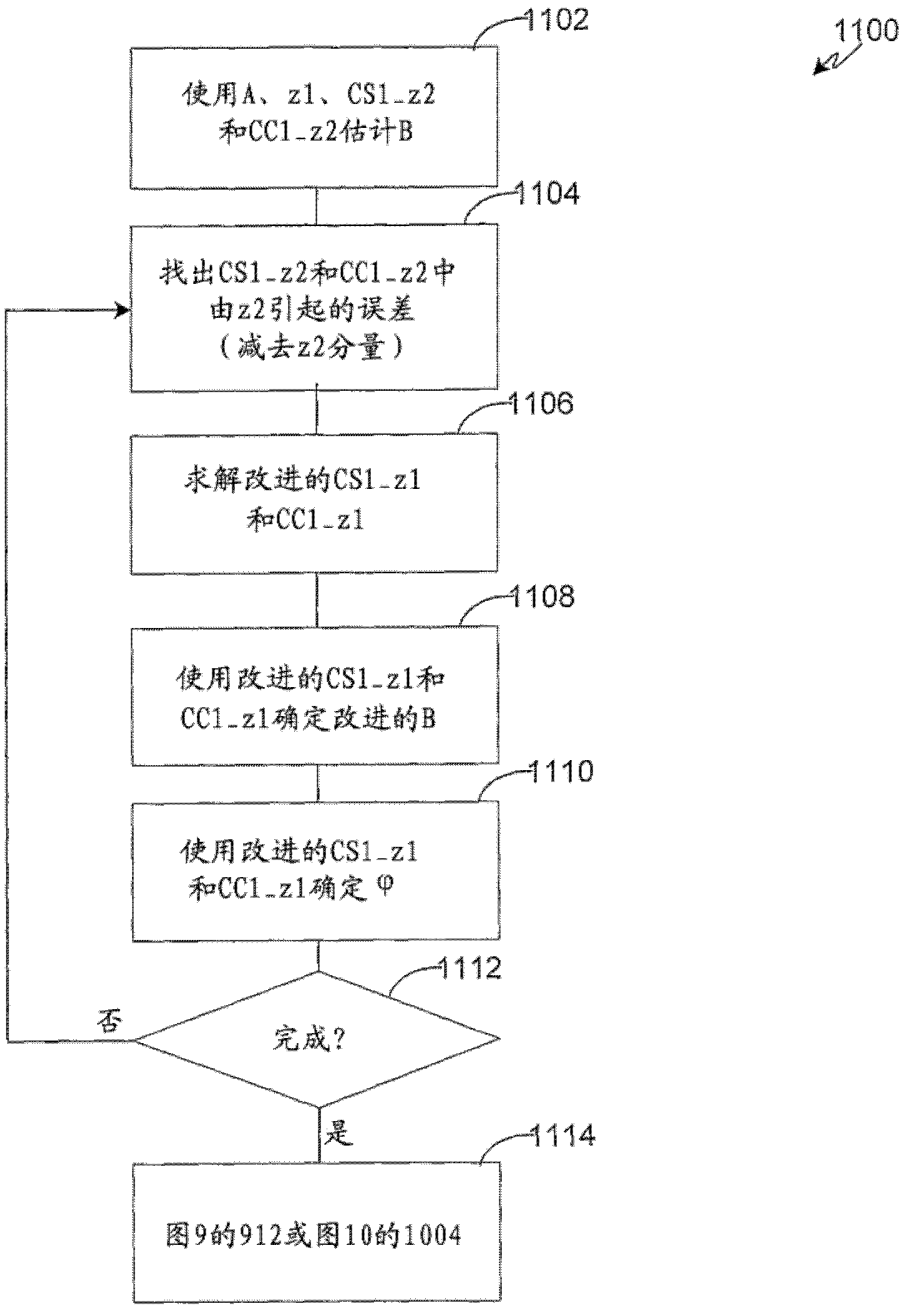

1100
1102
使用A、z1、CS1_z2和CC1_z2估计B
1104
找出CS1_z2和CC1_z2中由z2引起的误差（减去z2分量）
1106
求解改进的CS1_z1和CC1_z1
1108
使用改进的CS1_z1和CC1_z1确定改进的B
1110
使用改进的CS1_z1和CC1_z1确定φ
1112
完成?
否
是
1114
图9的912或图10的1004

图 11

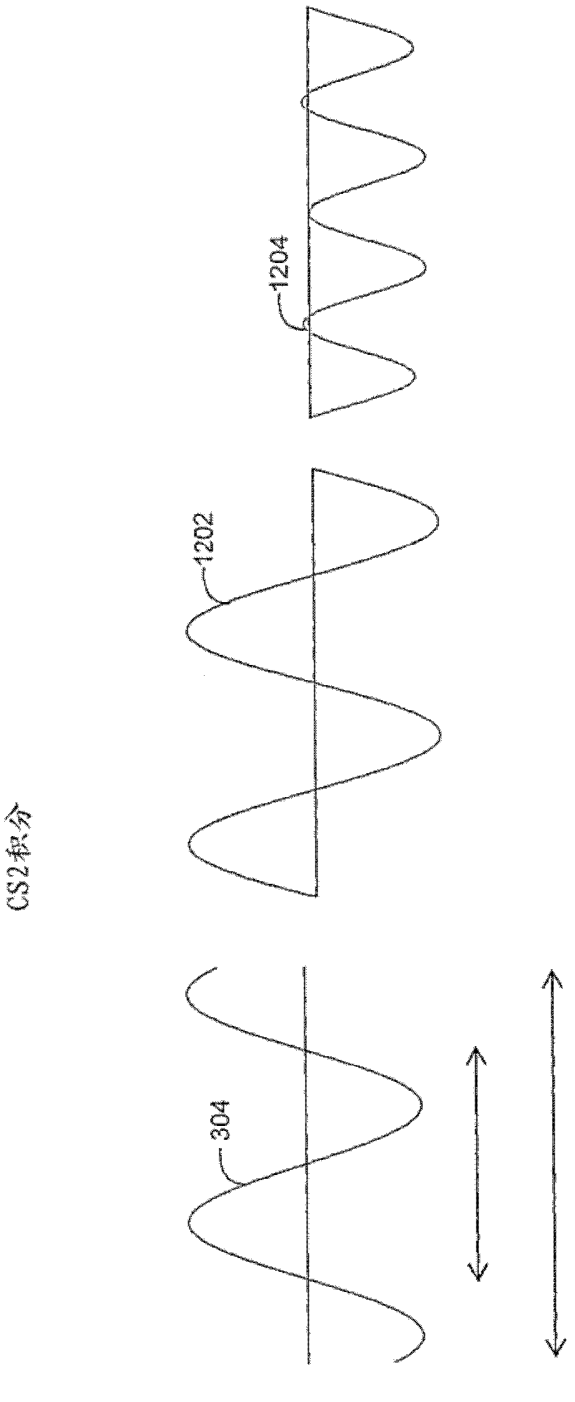


图 12

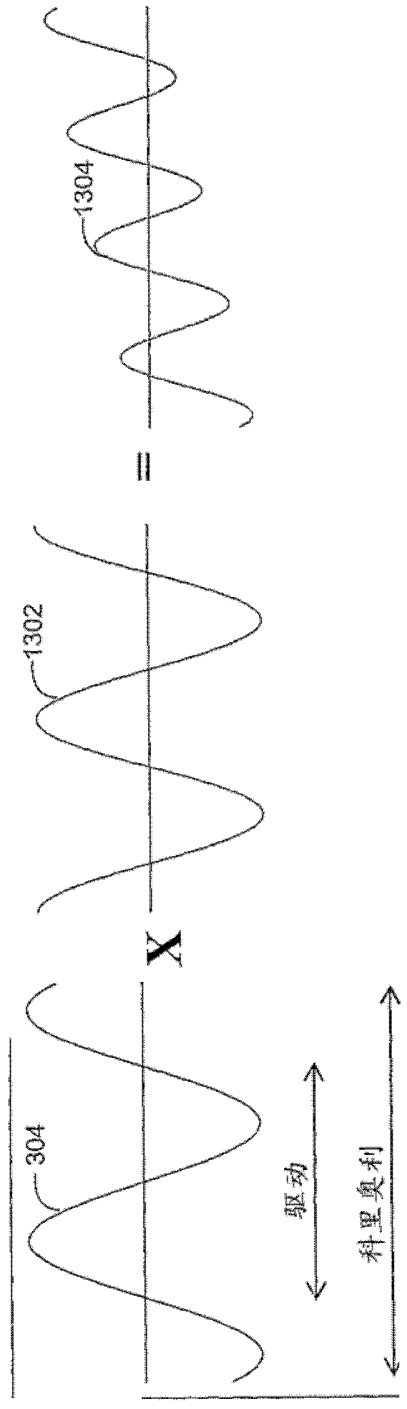


图 13

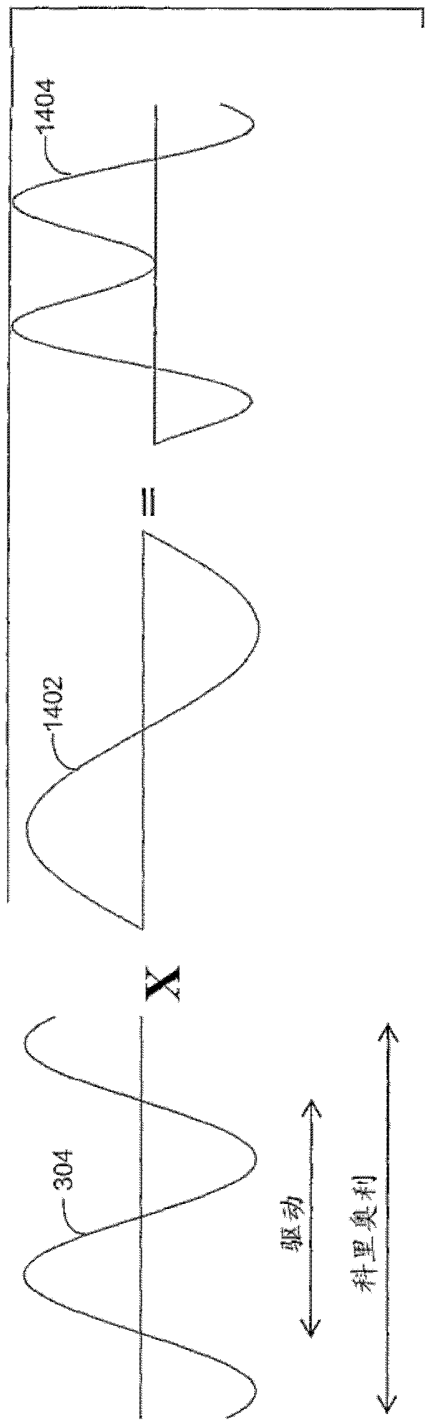


图 14

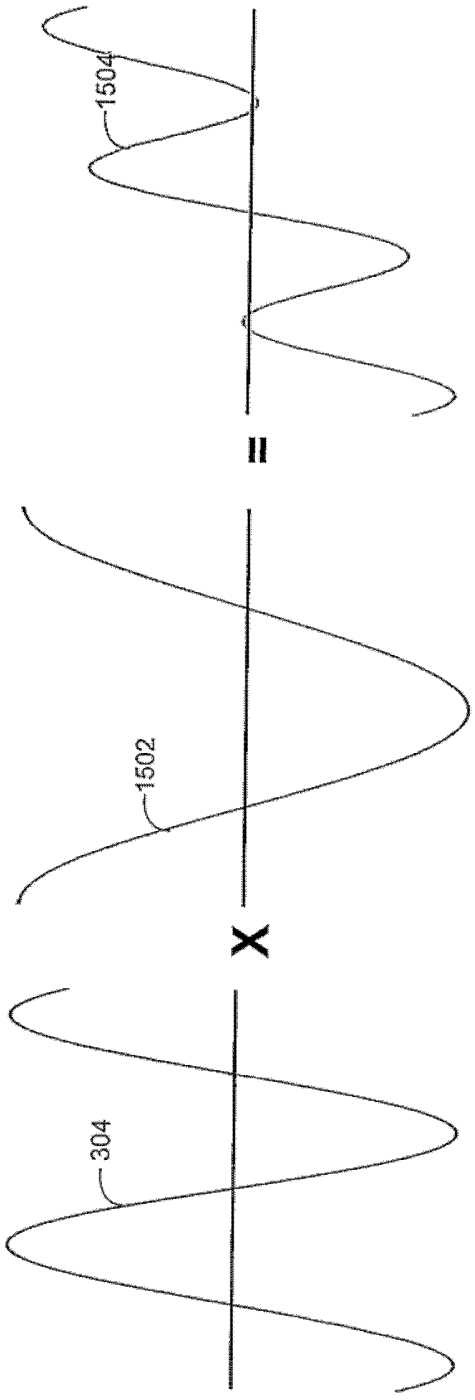


图 15

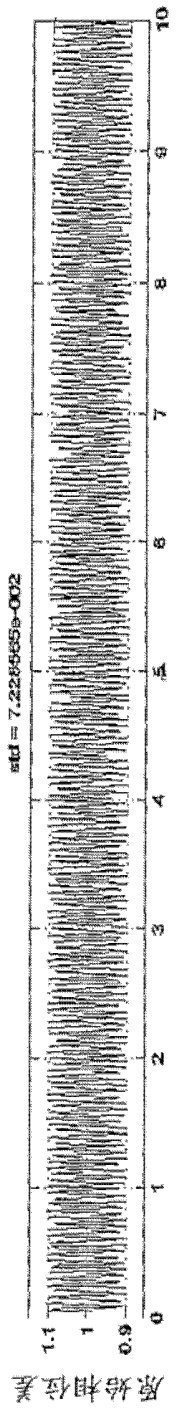


图 16A

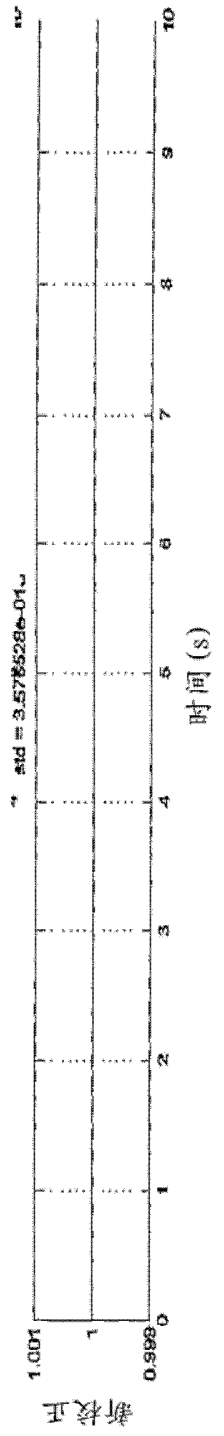


图 16B

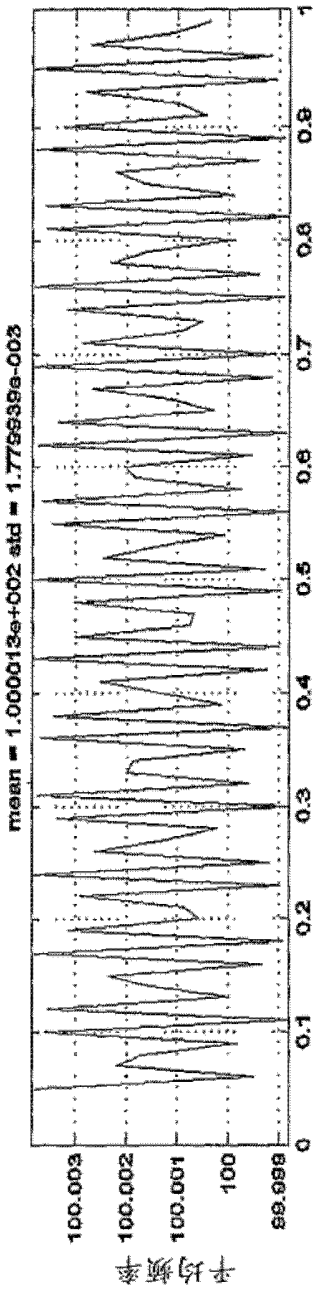


图 17A

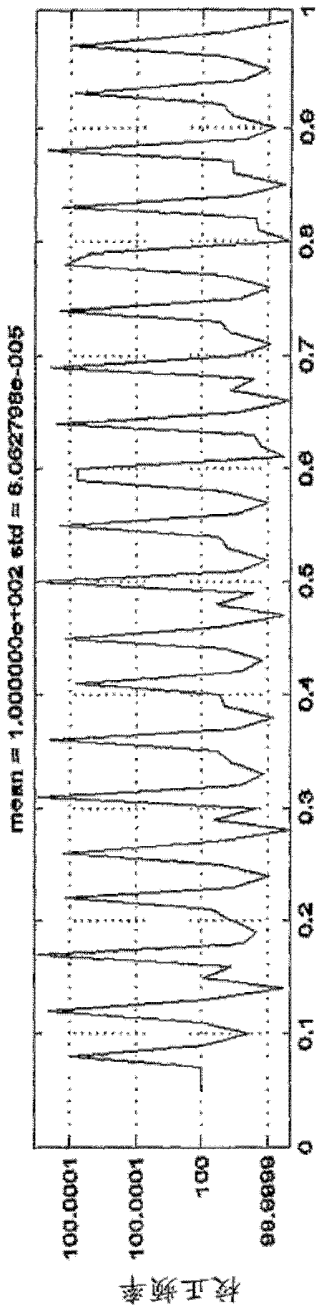


图 17B

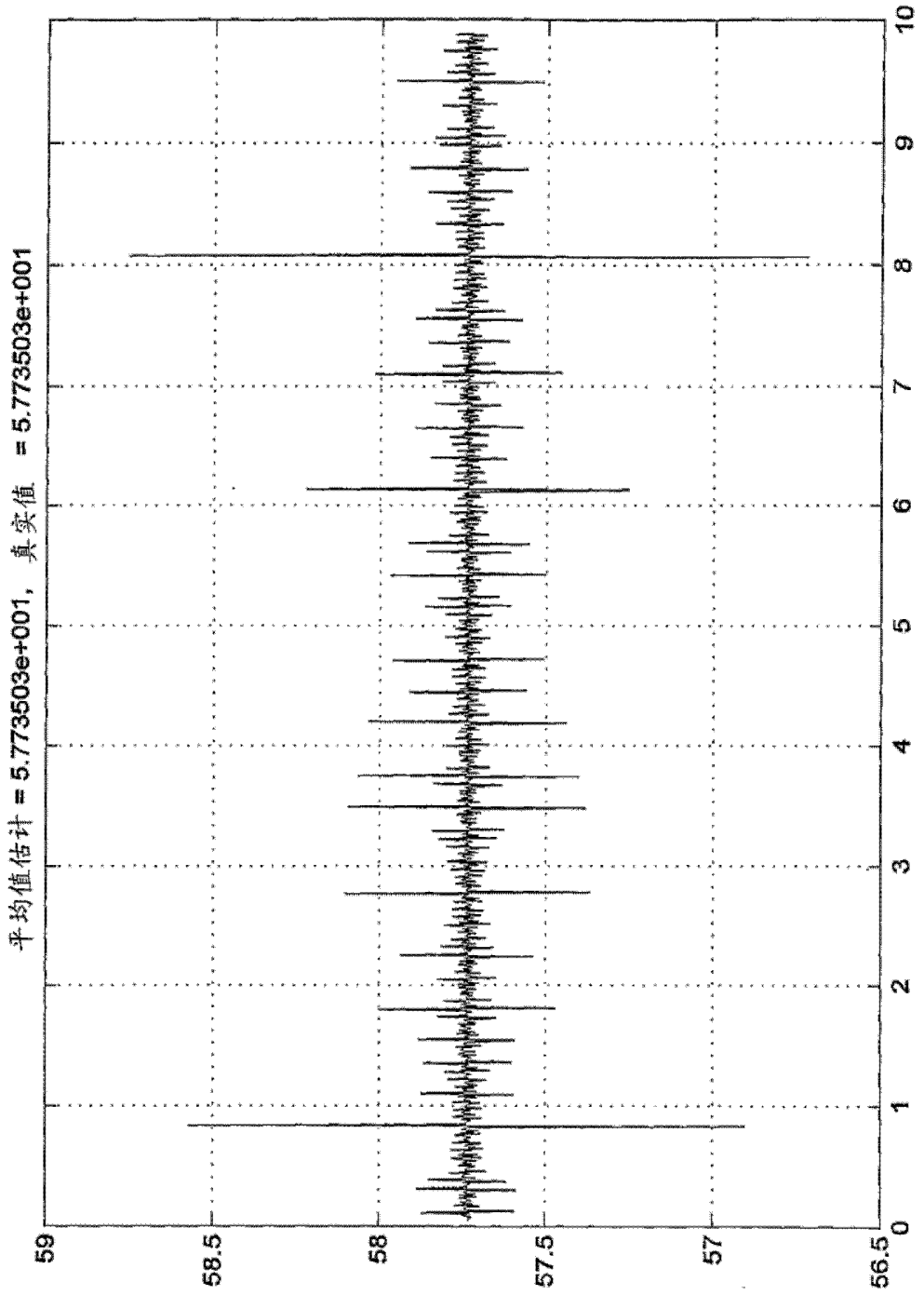

平均值估计 = 5.773503e+001, 真实值 = 5.773503e+001
59
58.5
58
57.5
57
56.5
0
1
2
3
4
5
6
7
8
9
10

图 18

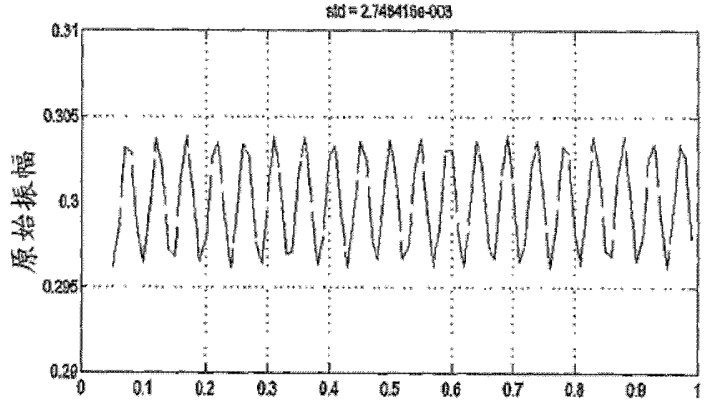


图 19A

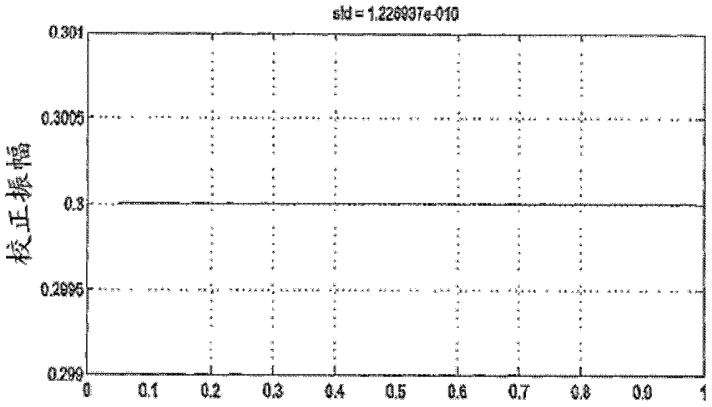


图 19B

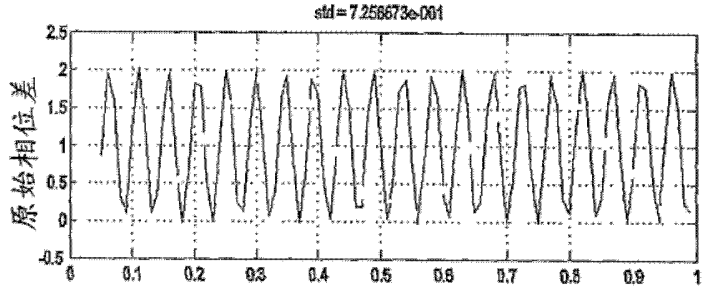


图 19C

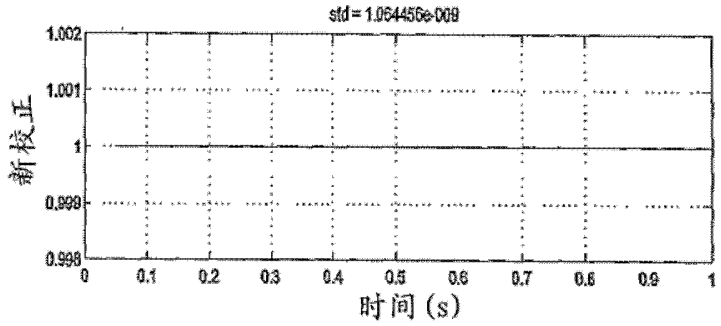


图 19D

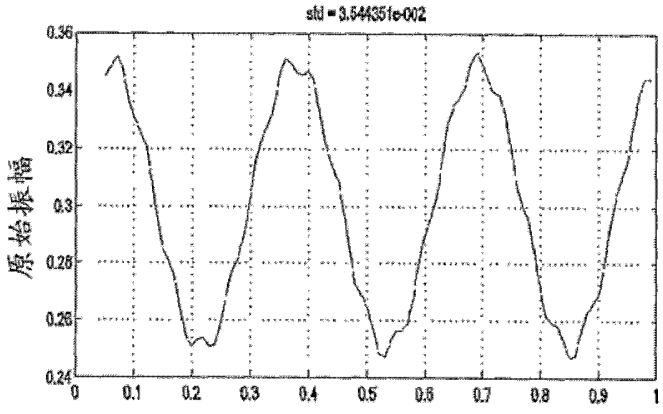


图 20A

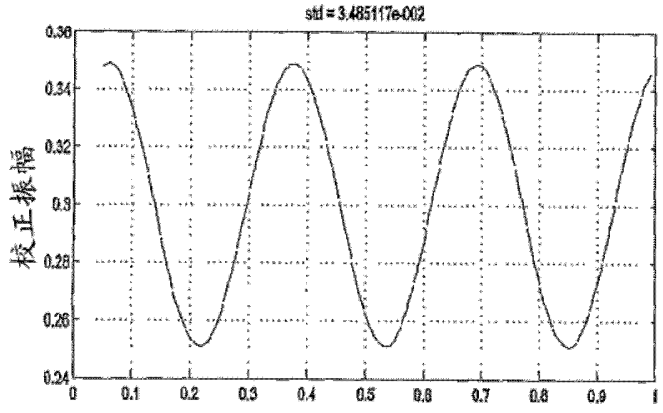


图 20B

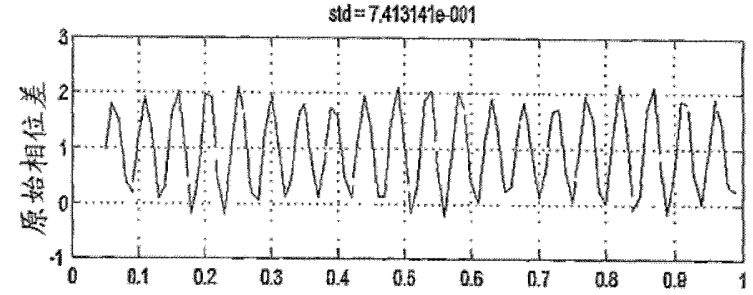


图 20C

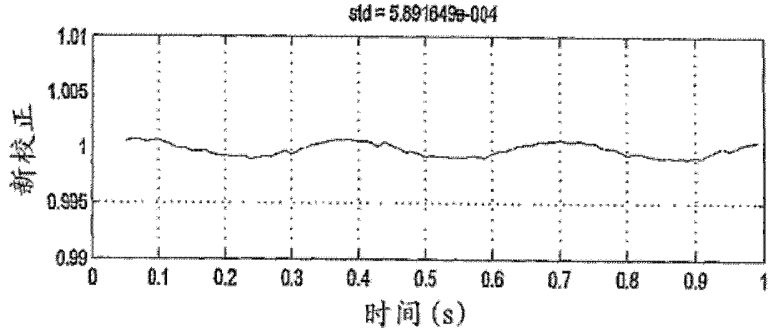


图 20D

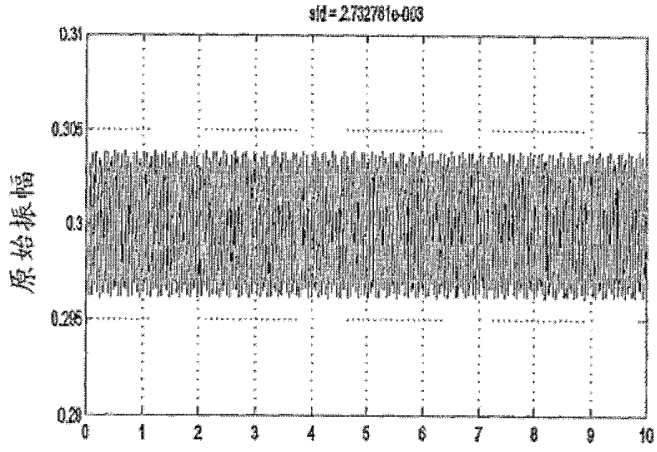


图 21A

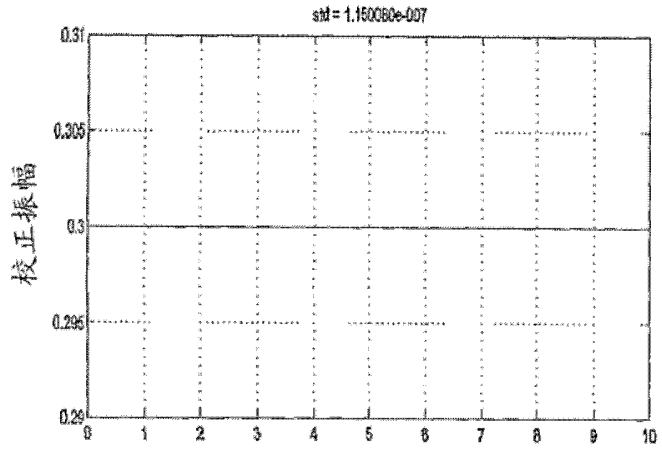


图 21B

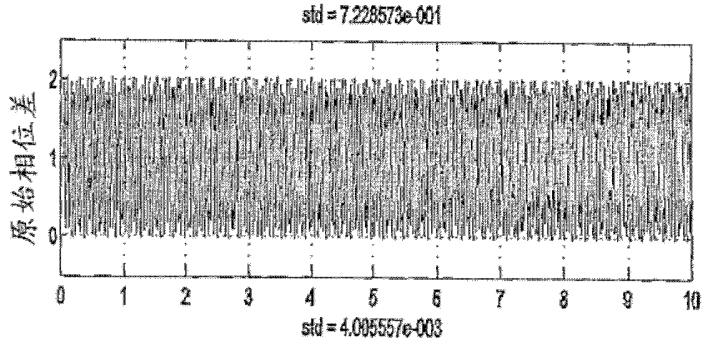


图 21C

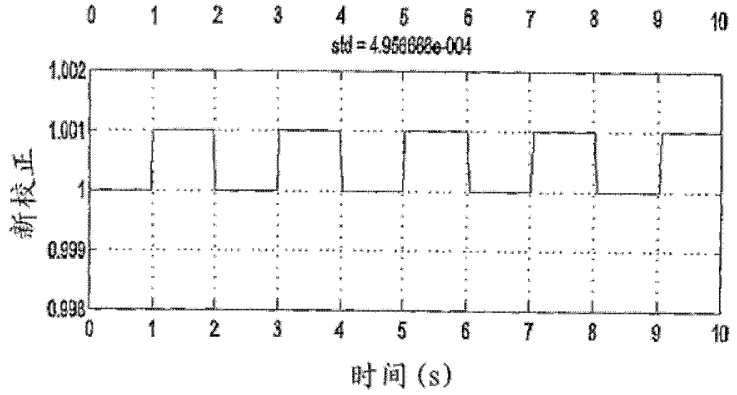


图 21D

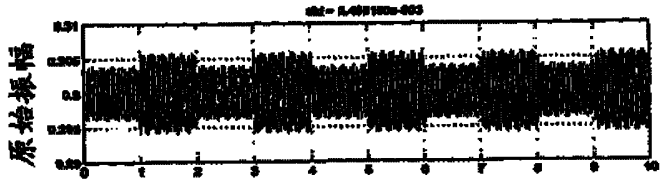


图 22A

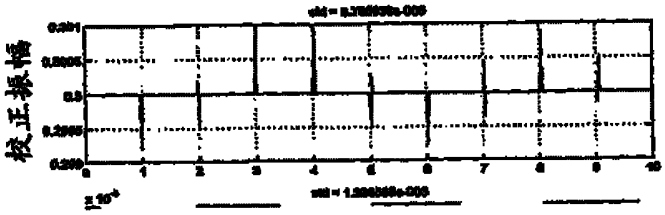


图 22B

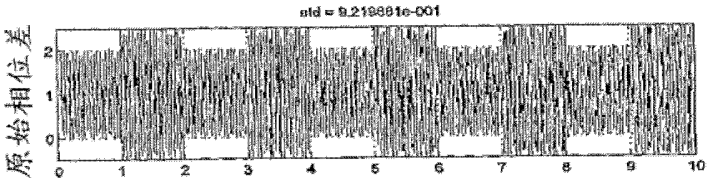


图 22C

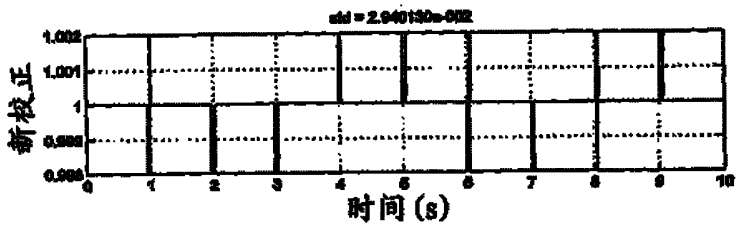


图 22D

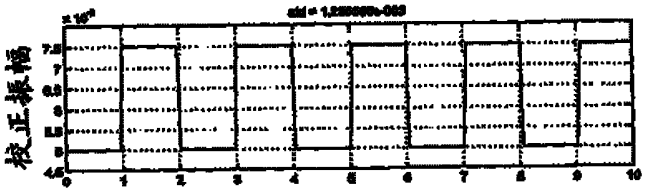


图 22E