



(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 107850478 B

(45) 授权公告日 2020.11.10

(21) 申请号 201580081969.9

S.J. 谢莉

(22) 申请日 2015.07.27

(74) 专利代理机构 中国专利代理(香港)有限公司 72001

(65) 同一申请的已公布的文献号
申请公布号 CN 107850478 A

代理人 肖日松 李建新

(43) 申请公布日 2018.03.27

(51) Int.Cl.

(85) PCT国际申请进入国家阶段日
2018.01.26

G01F 25/00 (2006.01)

G01F 1/84 (2006.01)

(86) PCT国际申请的申请数据
PCT/US2015/042265 2015.07.27

审查员 李兰玉

(87) PCT国际申请的公布数据
W02017/019016 EN 2017.02.02

(73) 专利权人 高准公司
地址 美国科罗拉多州

(72) 发明人 M.J.任兴 C.G.拉森 T.J.坎宁安

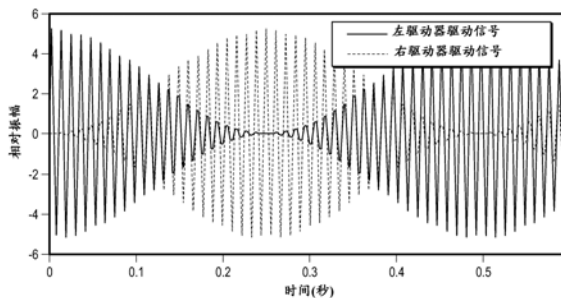
权利要求书3页 说明书14页 附图12页

(54) 发明名称

确定流动科里奥利流量计中的左特征向量的方法

(57) 摘要

提供了一种用于流量计(5)的方法及设备。该方法包括将材料放入流管(130,130')的同时激励流管(130,130')的振动模式的步骤。激励流管(130,130')的振动模式包括以下步骤:以第一信号定期地驱动第一驱动器(180L),以及以第二信号定期地驱动第二驱动器(180R),其中第二驱动器(180R)基本上与第一驱动器(180L)同相驱动,但其中第一驱动器(180L)的驱动振幅调制信号在第二驱动器(180R)的驱动调制信号达到最小振幅时达到最大振幅,以及第一驱动器(180L)的驱动振幅调制信号在第二驱动器(180R)的驱动振幅调制信号达到最大振幅时达到最小振幅。该方法还包括测量第一检出器(170L)与第二检出器(170R)之间的相对相位和确定流管(130,130')的右特征向量的相对相位的步骤。



1. 一种确定左特征向量的方法,包括:

将材料放入流管中,同时激励所述流管的振动模式,其中激励所述流管的所述振动模式包括以下步骤:

以第一信号定期地驱动第一驱动器;

以第二信号定期地驱动第二驱动器,其中所述第二驱动器与所述第一驱动器同相驱动,其中所述第一驱动器的驱动振幅调制信号在所述第二驱动器的驱动振幅调制信号达到最小振幅时达到最大振幅,以及所述第一驱动器的驱动振幅调制信号在所述第二驱动器的驱动振幅调制信号达到最大振幅时达到最小振幅;

测量第一检出器与第二检出器之间的相对相位;

确定所述流管的右特征向量的相对相位;测量所述第一驱动器的驱动振幅调制信号达到最大振幅时与所述第二驱动器的驱动振幅调制信号达到最大振幅时之间出现的频率转移;

以相位转移来偏移所述第一信号;

调整第一信号偏移直到所述频率转移不可检测到;以及

从使所述频率转移不可检测到所需的所述第一信号偏移确定左特征向量系数的相对相位。

2. 根据权利要求1所述的方法,其特征在于,确定穿过所述流管的所述材料的实际流的步骤还包括:

使用所述右特征向量的相对相位来确定穿过所述流管的所述材料的未校正的流;以及使用所述左特征向量系数的相位来确定穿过所述流管的所述材料的流的零偏移。

3. 根据权利要求2所述的方法,其特征在于,还包括:

使用由所述零偏移校正的所述右特征向量的相对相位来确定穿过所述流管的材料流。

4. 根据权利要求1所述的方法,其特征在于,还包括:

确定右特征向量的相对相位;以及

通过使所述右特征向量的相对相位与所述左特征向量的相对相位加权平均来确定穿过所述流管的所述材料的流的零偏移。

5. 根据权利要求1所述的方法,其特征在于,还包括:

估计由驱动器循环引起的频率转移;以及

将所述频率转移与流关联。

6. 根据权利要求5所述的方法,其特征在于,利用频率调制的二阶无限脉冲响应自适应陷波滤波器来估计所述频率。

7. 根据权利要求6所述的方法,其特征在于,还包括:

将陷波滤波器锐度(α)参数输入计量电子设备;

将陷波滤波器调制频率(f_m)参数输入所述计量电子设备;

基于所述陷波滤波器调制频率(f_m)参数和所述锐度(α)参数来确定陷波滤波器自适率(λ)参数;以及

将检出器信号输入所述自适应陷波滤波器中,其中所述自适应陷波滤波器具有适于最小化滤波器输出的中心频率。

8. 根据权利要求6所述的方法,其特征在于,所述陷波滤波器的输出在循环频率下解

调。

9. 根据权利要求1所述的方法,其特征在于,还包括:

使所述第一驱动器与第一检出传感器共置一处;以及

使所述第二驱动器与第二检出传感器共置一处。

10. 根据权利要求1所述的方法,其特征在于,以所述第一信号定期地驱动所述第一驱动器的步骤包括正弦地驱动所述第一驱动器,以及其中以所述第二信号定期地驱动所述第二驱动器的步骤包括正弦地驱动所述第二驱动器。

11. 一种确定穿过流管的材料流的方法,包括:

使材料流过流管,同时定期地激励所述流管的振动模式,使得第一驱动器的驱动振幅调制信号在第二驱动器的驱动振幅调制信号达到最小振幅时达到最大振幅,且所述第一驱动器的驱动振幅调制信号在所述第二驱动器的驱动振幅调制信号达到最大振幅时达到最小振幅;

测量振动的流管的相对运动;

测量右特征向量的相对相位,同时激励所述流管的振动模式;

使用由零偏移校正的右特征向量的相对相位来确定穿过所述流管的材料流;

使用所述流管的左特征向量的相对相位来确定新的零偏移,而不停止穿过所述流管的所述材料流;以及

使用由所述新的零偏移校正的右特征向量的相对相位来确定穿过所述流管的所述材料流。

12. 根据权利要求11所述的方法,其特征在于,还包括:

使所述第一驱动器与第一检出传感器共置一处;以及

使所述第二驱动器与第二检出传感器共置一处。

13. 一种振动流量计(5),包括:

流量计组件(10),其包括一个或更多个流管(130,130')以及第一检出传感器(170L)和第二检出传感器(170R);

配置成振动所述一个或更多个流管(130,130')的第一驱动器(180L)和第二驱动器(180R);以及

联接至所述第一检出传感器(170L)和所述第二检出传感器(170R),且联接至所述第一驱动器(180L)和所述第二驱动器(180R)的计量电子设备(20),其中所述计量电子设备(20)配置成将第一信号提供至所述第一驱动器(180L),且将第二信号提供至所述第二驱动器(180R),其中所述第二驱动器(180R)与所述第一驱动器(180L)同相驱动,其中所述第一驱动器(180L)的驱动振幅调制信号在所述第二驱动器(180R)的驱动振幅调制信号达到最小振幅时达到最大振幅,以及所述第一驱动器(180L)的驱动振幅调制信号在所述第二驱动器(180R)的驱动振幅调制信号达到最大振幅时达到最小振幅,以及其中所述计量电子设备(20)进一步配置成测量第一检出器(170L)与第二检出器(170R)之间的相对相位,确定所述流管的右特征向量的相对相位,测量所述第一驱动器(180L)的驱动振幅调制信号达到最大振幅时与所述第二驱动器(180R)的驱动振幅调制信号达到最大值时之间出现的频率转移,以相位转移偏移所述第一信号,调整第一信号偏移,直到所述频率转移不可检测到,以及确定使所述频率转移不可检测到所需的所述第一信号偏移的左特征向量系数的相位。

14. 根据权利要求13所述的振动流量计(5), 其特征在于, 所述计量电子设备(20)进一步配置成使用所述右特征向量的相对相位来确定穿过所述一个或多个流管(130, 130')的材料的未校正的流, 且使用所述左特征向量系数的相位来确定穿过所述一个或多个流管(130, 130')的所述材料的流的零偏移。

15. 根据权利要求14所述的振动流量计(5), 其特征在于, 所述计量电子设备(20)进一步配置成使用由所述零偏移校正的所述右特征向量的相对相位来确定穿过所述一个或多个流管(130, 130')的材料流。

16. 根据权利要求13所述的振动流量计(5), 其特征在于, 所述计量电子设备(20)进一步配置成确定右特征向量的相对相位, 以及通过使所述右特征向量的相对相位与左特征向量的相对相位加权平均来确定穿过所述一个或多个流管(130, 130')的材料的流的零偏移。

17. 根据权利要求16所述的振动流量计(5), 其特征在于, 所述计量电子设备(20)进一步配置成估计由驱动器循环引起的频率转移, 以及使所述频率转移与流关联。

18. 根据权利要求17所述的振动流量计(5), 其特征在于, 包括频率调制的二阶无限脉冲响应自适应陷波滤波器, 其中所述计量电子设备(20)配置成执行频率转移估计。

19. 根据权利要求17所述的振动流量计(5), 其特征在于, 所述计量电子设备(20)进一步配置成接收陷波滤波器锐度(α)参数和陷波滤波器调制频率(f_m), 其中所述计量电子设备(20)配置成基于所述陷波滤波器调制频率(f_m)和所述锐度(α)参数来确定陷波滤波器适应率(λ)参数; 以及接收自适应陷波滤波器中的检出信号, 其中所述自适应陷波滤波器具有适于最小化滤波器输出的中心频率。

20. 根据权利要求19所述的振动流量计(5), 其特征在于, 所述陷波滤波器的输出在循环频率下解调。

21. 根据权利要求13所述的振动流量计(5), 其特征在于, 所述第一驱动器(180L)与所述第一检出传感器(170L)共置一处, 以及所述第二驱动器(180R)与所述第二检出传感器(170R)共置一处。

22. 根据权利要求13所述的振动流量计(5), 其特征在于, 所述第一信号包括正弦曲线。

23. 根据权利要求18所述的振动流量计(5), 其特征在于, 所述滤波器包括多个滤波器系数。

确定流动科里奥利流量计中的左特征向量的方法

技术领域

[0001] 本发明涉及流量计领域,且具体是科里奥利(Coriolis)流量计。

背景技术

[0002] 质量流率通过以正弦运动振动(多个)流体传送管且测量(多个)管上的两个或更多个位置处的振动响应之间的时间延迟(或相位角)来在科里奥利流量计中测量。对于实际情形,时间延迟随质量流率线性地变化,然而,时间延迟在零质量流下通常不是零。通常存在由许多因素(例如,诸如非比例阻尼、残余挠度响应、电磁串扰,或仪器电子设备中的相位延迟)引起的零流动延迟或偏移。

[0003] 该零流动偏移通常通过测量零流动条件期间的零流动偏移且从流动期间进行的后续测量减去测得的偏移来校正。如果零流动偏移保持恒定,则这将足以校正零流动偏移问题。令人遗憾的是,零流动偏移可由周围环境(如温度)的小变化或材料在其中流过的管路系统中的变化影响。零流动偏移的变化将引起测得的流率的误差。在正常操作期间,在无流动状态之间可存在较长的时间段,且流量计仅可通过仅在这些无流动状态期间使计量计归零来校准。一定时间内的零偏移的变化因此可引起测量流中的显著误差。

[0004] 科里奥利流量计的操作可使用如两个都转让给Micro Motion, Inc且由此通过引用并入的美国专利号7,441,469和7,706,987中更完整描述的数学公式来描述。描述线性系统的运动的一阶微分方程的总体系统是:

$$[0005] \quad \begin{bmatrix} C & M \\ M & 0 \end{bmatrix} \begin{Bmatrix} \dot{x} \\ x \end{Bmatrix} + \begin{bmatrix} K & 0 \\ 0 & -M \end{bmatrix} \begin{Bmatrix} x \\ x \end{Bmatrix} = \begin{Bmatrix} f \\ 0 \end{Bmatrix} \quad (1)$$

[0006] 在方程(1)中,M和K是系统的质量和刚度矩阵,C是可具有阻尼引起的对称分量和由科里奥利力引起的斜对称分量的总体阻尼矩阵。

$$[0007] \quad Aq + Bq = u \quad (2)$$

[0008] 方程1可重写为方程2,其中A等于矩阵 $\begin{bmatrix} C & M \\ M & 0 \end{bmatrix}$, B等于矩阵 $\begin{bmatrix} K & 0 \\ 0 & -M \end{bmatrix}$, 且u等于 $\begin{Bmatrix} f \\ 0 \end{Bmatrix}$ 。

[0009] 对运动的方程的解析可通过查看方程1和2来获得。与方程(2)相关联的广义特征值问题可针对右特征向量 $\phi^{(r)}$ 求解,使得:

$$[0010] \quad B\phi^{(r)} = -A\phi^{(r)}\lambda \quad (3)$$

[0011] 对于对称A和B矩阵,特征向量可用于对角线化,或使运动的方程解耦。容易求解解耦方程。例如,对于非对称系统,其中C包括科里奥利矩阵,右特征向量并未使运动的方程对角线化,导致了耦合方程。耦合方程更难求解,且妨碍了解解答。需要左特征向量来使非对称A或B矩阵对角线化。以下导数示出了该过程。左特征向量通过对以下广义特征向量问题

求解来获得:

$$\begin{aligned} \phi^{(l)T} B &= -\phi^{(l)T} A \lambda \\ B^T \phi^{(l)} &= -A^T \phi^{(l)} \lambda \end{aligned} \quad (4)$$

[0013] M和K将大体上对于科里奥利流量计对称。对于无流动,C也将是对称的,因此,系统矩阵A和B将是对称的。在此情况下,方程(3)和(4)相等,且左特征向量和右特征向量相同。在存在流动时,C矩阵的相关联的非对称性引起左特征向量和右特征向量不同。

[0014] 考虑第j个右特征向量:

$$B \phi_j^{(r)} = -A \phi_j^{(r)} \lambda_j \quad (5)$$

[0016] 以及第i个左特征向量。

$$\phi_i^{(l)T} B = -\phi_i^{(l)T} A \lambda_i \quad (6)$$

[0018] 使方程(5)预先乘以 $\phi_i^{(l)T}$,且使方程(6)后乘以 $\phi_j^{(r)T}$,且减去两个得数:

$$\begin{aligned} 0 &= -\phi_i^{(l)T} A \phi_j^{(r)} (\lambda_j - \lambda_i) \\ &\Rightarrow \phi_i^{(l)T} A \phi_j^{(r)} = 0 \text{ 对于 } i \neq j \end{aligned} \quad (7)$$

[0020] 通过使方程(5)乘以 $\frac{1}{\lambda_j}$,且方程(6)乘以 $\frac{1}{\lambda_i}$,且转到相同程序,可示出:

$$\Rightarrow \phi_i^{(l)T} B \phi_j^{(r)} = 0 \text{ 对于 } i \neq j \quad (8)$$

[0022] 方程(7)和(8)示出了使系统矩阵A或B分别预先乘以和后乘以左特征向量的矩阵 $\Phi^{(L)}$ 和右特征向量的矩阵 $\Phi^{(R)}$,系统矩阵对角线化。

$$\begin{aligned} \Phi^{(L)T} A \Phi^{(R)} &= \begin{bmatrix} \cdot & & \\ & M_A & \\ & & \cdot \end{bmatrix} \\ \Phi^{(L)T} B \Phi^{(R)} &= \begin{bmatrix} \cdot & & \\ & M_B & \\ & & \cdot \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (9)$$

[0024] 左特征向量矩阵和右特征向量矩阵使系统矩阵对角线化的事实意味着右特征向量组和左特征向量组两者线性地独立。任一组都可出于此响应用作坐标系的基础。识别左特征向量与右特征向量之间的差异归因于斜对称科里奥利矩阵形成本发明的一个基础。

[0025] 就流量计的数学模型而言,模拟的非科里奥利效果的质量、刚度和阻尼矩阵是对称的。对于无流动系统,左和右特征向量是相同的(在任意比例因子内)。然而,与流动相关联的科里奥利力在数学模型中自身显露为斜对称阻尼矩阵(转置是原矩阵的负数)。斜对称科里奥利矩阵促使系统的左特征向量和右特征向量不同。对于没有非比例阻尼的流动系统,左特征向量的不同系数之间的相对相位与右特征向量上的相同系数之间的相对相位相等且相反。对于具有非对称阻尼的系统,这些相位值对于左特征向量和右特征向量两者相等地偏移,但差值保持相同。

[0026] 因此,如果左特征向量和右特征向量的相位特征可准确地测得,则该特征允许相位可归于自非对称阻尼的零偏移,且相位可归于待区分材料流,消除了相关联的零偏移

误差。总体上,需要一种用于准确地校准流动期间的零流动偏移的系统及方法。

发明内容

[0027] 提供了一种方法,包括将材料置于流管中,同时激励流管的振动模式。激励流管的振动模式包括以下步骤:以第一信号定期地驱动第一驱动器,以及以第二信号定期地驱动第二驱动器,其中第二驱动器基本上与第一驱动器同相驱动,以及其中第一驱动器的驱动振幅调制信号在第二驱动器的驱动振幅调制信号达到最小振幅时达到最大振幅,且第一驱动器的驱动振幅调制信号在第二驱动器的驱动振幅调制信号达到最大振幅时达到最小振幅。此外,激励流管的振动模式包括测量第一检出器(pickoff)与第二检出器之间的相对相位和确定流管的右特征向量的相对相位的步骤。

[0028] 提供了一种方法,包括使材料流过流管,同时定期地激励流管的振动模式,使得第一驱动器的驱动振幅调制信号在第二驱动器的驱动振幅调制信号达到最小振幅时达到最大振幅,且第一驱动器的驱动振幅调制信号在第二驱动器的驱动振幅调制信号达到最大振幅时达到最小振幅。该方法还包括以下步骤:测量振动的流管的相对运动、测量右特征向量的相对相位,同时激励流管的振动模式,以及使用由零偏移校正的右特征向量的相对相位来确定穿过流管的材料流。还使用流管的左特征向量相对相位来确定新的零偏移,而不停止穿过流管的材料流。另外,穿过流管的材料流使用由新的零偏移校正的右特征向量的相对相位来确定。

[0029] 提供了一种振动流量计,其包括流量计组件,该流量计组件包括一个或更多个流管和第一检出传感器(pickoff sensor)和第二检出传感器,以及配置成振动一个或更多个流管的第一驱动器和第二驱动器。计量电子设备联接到第一检出传感器和第二检出传感器上,且联接到第一驱动器和第二驱动器上,其中计量电子设备配置成提供第一信号至第一驱动器且提供第二信号至第二驱动器,其中第二驱动器基本上与第一驱动器同相驱动,其中第一驱动器的驱动振幅调制信号在第二驱动器的驱动振幅调制信号达到最小振幅时达到最大振幅,且第一驱动器的驱动振幅调制信号在第二驱动器的驱动振幅调制信号达到最大振幅时达到最小振幅,以及其中计量电子设备还配置成测量第一检出器与第二检出器之间的相对相位,且确定流管的右特征向量的相对相位。

[0030] 方面

[0031] 根据实施例的方法的一方面包括:将材料放入流管中,同时激励流管的振动模式,其中激励流管的振动模式包括以下步骤:以第一信号定期地驱动第一驱动器;以第二信号定期地驱动第二驱动器,其中第二驱动器基本上与第一驱动器同相驱动,其中第一驱动器的驱动振幅调制信号在第二驱动器的驱动振幅调制信号达到最小振幅时达到最大振幅,且第一驱动器的驱动振幅调制信号在第二驱动器的驱动振幅调制信号达到最大振幅时达到最小振幅;测量第一检出器与第二检出器之间的相对相位;以及确定流管的右特征向量的相对相位。

[0032] 作为优选,该方法还包括:测量第一驱动器的驱动振幅调制信号达到最大振幅时与第二驱动器的驱动振幅调制信号达到最大振幅时之间发生的频率转移;以相位转移来偏移第一信号;调整第一信号相位偏移,直到频率转移大致不可检测到;以及从使频率转移大致不可检测到所需的第一信号相位转移确定左特征向量系数的相对相位。

[0033] 作为优选,确定穿过流管的材料的实际流的步骤还包括:使用右特征向量的相对相位确定穿过流管的未校正的材料流;以及通过将未校正的流与实际流相比较来确定穿过流管的材料的流的零偏移。

[0034] 作为优选,该方法还包括使用由零偏移校正的右特征向量相对相位来确定穿过流管的材料流。

[0035] 作为优选,该方法还包括确定右特征向量的相对相位;以及通过使右特征向量的相对相位与左特征向量的相对相位加权平均来确定穿过流管的材料的流的零偏移。

[0036] 作为优选,该方法还包括估计由驱动器循环引起的频率转移;以及使频率转移与流关联。

[0037] 作为优选,利用频率调制的二阶无限脉冲响应自适应陷波滤波器来估计频率。

[0038] 作为优选,该方法还包括将陷波滤波器锐度(α)参数输入计量电子设备;将陷波滤波器的调制频率(f_m)参数输入计量电子设备;基于陷波滤波器调制频率(f_m)参数和锐度(α)参数来确定陷波滤波器适应率(λ)参数;以及将检出器信号输入自适应陷波滤波器,其中自适应陷波滤波器具有适于最小化滤波器输出的中心频率。

[0039] 作为优选,陷波滤波器的输出在循环频率下解调。

[0040] 作为优选,该方法还包括使第一驱动器与第一检出传感器共置一处;以及使第二驱动器与第二检出传感器共置一处。

[0041] 作为优选,以第一信号定期地驱动第一驱动器的步骤包括正弦地驱动第一驱动器,以及其中以第一信号定期地驱动第二驱动器的步骤包括正弦地驱动第二驱动器。

[0042] 根据实施例的方法的一方面包括:使材料流过流管,同时定期地激励流管的振动模式,使得第一驱动器的驱动振幅调制信号在第二驱动器的驱动振幅调制信号达到最小振幅时达到最大振幅,以及第一驱动器的驱动振幅调制信号在第二驱动器的驱动振幅调制信号达到最大振幅时达到最小振幅;测量振动的流管的相对运动;测量右特征向量的相对相位,同时激励流管的振动模式;使用由零偏移校正的右特征向量的相对相位来确定穿过流管的材料流;使用用于流管的左特征向量的相对相位来确定新的零偏移,而不停止穿过流管的材料流;以及使用由新的零偏移校正的右特征向量的相对相位来确定穿过流管的材料流。

[0043] 作为优选,该方法还包括使第一驱动器与第一检出传感器共置一处;以及使第二驱动器与第二检出传感器共置一处。

[0044] 根据一方面,一种振动流量计包括:包括一个或多个流管和第一检出传感器和第二检出传感器的流量计;配置成振动一个或多个流管的第一驱动器和第二驱动器;以及联接到第一检出传感器和第二检出传感器上且联接到第一驱动器和第二驱动器上的计量电子设备,其中计量电子设备配置成提供第一信号至第一驱动器,且提供第二信号至第二驱动器,其中第二驱动器基本上与第一驱动器同相驱动,其中第一驱动器的驱动振幅调制信号在第二驱动器的驱动振幅调制信号达到最小振幅时达到最大振幅,以及第一驱动器的驱动振幅调制信号在第二驱动器的驱动振幅调制信号达到最大振幅时达到最小振幅,以及其中计量电子设备还配置成测量第一检出器与第二检出器之间的相对相位,以及确定流管的右特征向量的相对相位。

[0045] 作为优选,计量电子设备配置成测量第一驱动器的驱动振幅调制信号达到最大振

幅时与第二驱动器的驱动振幅调制信号达到最大振幅时之间发生的频率转移,以利用频率转移偏移第一信号,调整第一信号偏移直到频率转移大致不可检测到,以及从使频率转移大致不可检测到所需的第一信号偏移来确定左特征向量系数的相对相位。

[0046] 作为优选,计量电子设备进一步配置成使用右特征向量的相对相位来确定穿过一个或更多个流管的材料的未校正的流,以及通过将未校正的流与实际流相比较来确定穿过一个或更多个流管的材料的流的零偏移。

[0047] 作为优选,计量电子设备进一步配置成使用由零偏移校正的右特征向量的相对相位来确定穿过一个或更多个流管的材料流。

[0048] 作为优选,计量电子设备还配置成确定右特征向量的相对相位,以及通过使右特征向量的相对相位与左特征向量的相对相位加权平均来确定穿过一个或更多个流管的材料的流的零偏移。

[0049] 作为优选,计量电子设备进一步配置成估计由驱动器循环引起的频率转移,且使频率转移与流关联。

[0050] 作为优选,振动流量计包括频率调制的二阶无限脉冲响应自适应陷波滤波器,其中计量电子设备配置成执行频率转移估计。

[0051] 作为优选,计量电子设备还配置成接收陷波滤波器锐度参数和陷波滤波器调制频率,其中计量电子设备配置成基于锐度参数和陷波滤波器调制频率来确定陷波滤波器适应率参数;以及接收自适应陷波滤波器中的检出器信号,其中自适应陷波滤波器具有适于最小化滤波器输出的中心频率。

[0052] 作为优选,陷波滤波器的输出在循环频率下解调。

[0053] 作为优选,第一驱动器与第一检出传感器共置一处;以及第二驱动器与第二检出传感器共置一处。

[0054] 作为优选,第一信号包括正弦曲线。

[0055] 作为优选,滤波器包括多个可自适应的滤波器系数。

附图说明

[0056] 图1为根据实施例的振动流量计;

[0057] 图2A为本发明的示例性实施例中的未偏转位置的流管的顶视图;

[0058] 图2B为本发明的示例性实施例中的对应于主弯曲模式的偏转位置上的流管的顶视图;

[0059] 图2C为本发明的示例性实施例中的对应于由科里奥利力引起的扭转模式的偏转位置上的流管的顶视图;

[0060] 图3示出了将相位转变为频率的实例;

[0061] 图4示出了现有技术的二元相位切换;

[0062] 图5A示出了根据实施例的驱动信号;

[0063] 图5B示出了根据实施例的周期性相位切换;

[0064] 图5C示出了根据实施例的振幅调制信号;

[0065] 图6为示出根据实施例的确定右特征向量的相对相位的流程图;

[0066] 图7为示出根据实施例的确定左特征向量的相对相位的流程图;

- [0067] 图8为示出根据实施例的流动期间的流量计的实时零偏移再校准的流程图；
- [0068] 图9示出了根据实施例的希尔伯特滤波器与自适应陷波滤波器之间的左特征向量引发的频率的比较；
- [0069] 图10为示出根据实施例的改进的频率调制自适应陷波滤波器的流程图；以及
- [0070] 图11为示出根据实施例抑制扭转模式的方法的流程图。

具体实施方式

[0071] 图1-11和以下描述绘出了特定实例，以教导本领域的技术人员如何制作和使用本发明的最佳模式。为了教导本发明的原理的目的，简化或省略了许多常规方面。本领域的技术人员将认识到落入本发明的范围内的这些实例的变型。本领域的技术人员将认识到下文所述的特征可以以各种方式组合来形成本发明的多个变型。结果，本发明不限于下文描述的特定实例，而是仅由权利要求和其等同方案限制。

[0072] 残余挠度、电磁串扰和电子测量系统特征所有都贡献了零偏移。这些效果的一个解释在于它们在右特征向量相位的测量中引入了误差。如果驱动模式(右特征向量)可准确地测得，则非比例阻尼将为引起零偏移的唯一效果，且该误差将容易使用左特征向量和右特征向量 Δt 信息来与流动效果区分开。

[0073] 图1示出了根据实施例的振动流量计5。流量计5包括传感器组件10和联接到传感器组件10上的计量电子设备20。传感器组件10响应于处理材料的质量流率和密度。计量电子设备20经由引线100连接到传感器组件10上，以在通信链路26上提供密度、质量流率和温度信息，以及其它信息。描述了科里奥利流量计结构，但本领域的技术人员将清楚，本发明还可作为振动管密度计操作。

[0074] 传感器组件10包括歧管150和150'、具有凸缘颈部110和110'的凸缘103和103'、平行流管130和130'、第一驱动器180L和第二驱动器180R，以及第一检出传感器170L和第二检出传感器170R。第一驱动器180L和第二驱动器180R在一个或多个流管130和130'上间隔开。此外，在一些实施例中，传感器组件10可包括温度传感器190。流管130和130'具有两个基本上直的入口腿部131和131'和出口腿部134和134'，其在流管安装块120和120'处朝彼此汇合。流管130和130'沿其长度在两个对称位置处弯曲，且贯穿其长度基本上平行。撑杆140和140'用于限定各个流管围绕其振荡的轴线W和大致平行的轴线W'。应当注意，在实施例中，第一驱动器180L可与第一检出传感器170L共置一处，且第二驱动器180R与第二检出传感器170R可共置一处。

[0075] 流管130和130'的侧腿部131, 131'和134, 134'固定地附接到流管安装块120和120'上，且这些块继而又固定地附接到歧管150和150'上。这提供了穿过传感器组件10的连续闭合材料通路。

[0076] 当具有孔102和102'的凸缘103和103'经由入口端104和出口端104'连接到传送将测量的处理材料的处理线(未示出)时，材料经由凸缘103中的孔口101进入流量计的端部104，且传导穿过歧管150至具有表面121的流管安装块120。在歧管150内，材料经由流管130和130'划分且发送。在离开流管130和130'后，处理材料在歧管150'内再组合成单股流，且随后发送到由具有螺栓孔102'的凸缘103'连接到处理线(未示出)上的流出端104'。

[0077] 流管130和130'选择成且适当安装到流管安装块120和120'，以便分别关于弯曲轴

线W-W和W'-W'具有大致相同的质量分布、惯矩和杨氏模量。这些弯曲轴线穿过撑杆140和140'。由于流管的杨氏模量随温度变化,且此变化影响流动和密度的计量,故电阻温度检测器(RTD)190安装到流管130'上,以连续地测量流管的温度。穿过RTD190出现的依赖温度的电压可由计量电子设备20使用,以补偿流管温度的任何变化引起的流管130和130'的弹性模量的变化。RTD190由引线195连接到计量电子设备20上。

[0078] 图2A-2C示出了配置成容纳流过其间的材料的流管130,130'的顶视图。180L和180R是沿流管130,130'间隔开的两个驱动器(也称为促动器)。在优选模式中,两个驱动器围绕流管的轴向中心对称地间隔开。驱动器配置成将力给予流管130,130',以激励流管130,130'中的多个振动模式。力可大致连贯(例如,限于窄频率),或可为宽带。驱动器可为已知器件,如,附接到流管上的磁体,以及附接到参照物上的线圈,例如,振动电流穿过参照物,而没有限制。

[0079] 170L和170R绘出了与驱动器180L和180R共置一处的两个传感器(也称为检出器)。传感器配置成产生代表流管130,130'的位置和运动的多个信号。传感器可包括多种装置,诸如线圈类型的速度换能器、光学或超声运动传感器、激光传感器、加速计、惯性速度传感器等。在该实施例中,存在两个传感器,示为各个传感器均与驱动器180L,180R中的一个共置一处。具有两个以上的传感器的其它构造也是可能的。

[0080] 图2A示出了处于未偏转状态的流管130,130'。通过以相等的功率驱动促动器,可激励流管的主弯曲模式。转让给Micro Motion, Inc且在此通过引用并入的题为"Driver for Oscillating a Vibrating Flow Tube"的美国专利号6,092,429公开了配置成激励流管中的不同振动模式的驱动器180L,180R。图2B示出了处于对应于流管的主弯曲模式的偏转状态中的流管130,130'。该振动模式还对应于没有穿过流管的材料流的状态。为了清楚起见,放大了图2B和2C中的流管130,130'的偏转。流管130,130'的实际偏转将小得多。当材料流过振动的流管130,130'时,流动材料促使生成科里奥利力。科里奥利力偏转流管130,130',且激励附加的振动模式。图2C示出了由科里奥利力激励的主振动模式。传感器170L与传感器170R之间偏转的相对相位差可用于确定穿过流管130,130'的材料流。在无流动状态(如图2B中所示)中,没有170L与170R之间检测到的流引起的相位差。然而,应当注意,可存在零偏移状态引起的相位差。一旦材料流过流管130,130',则将存在流动引起的170L与170R之间的相位差。在170L与170R之间检测到的测得相位差是系统的右特征向量的相对相位的量度,且与穿过流管的材料流成比例。使 θ_R 等于右特征向量的相对相位, θ_1 是传感器170L处的流管的振动的测得相位,且 θ_2 为传感器170R处的流管的振动的测得相位,则:

$$[0081] \quad \theta_R = \theta_1 - \theta_2 \quad (10)$$

[0082] 时间差 Δt 可由相位差除以振动频率 ω 来计算。

$$[0083] \quad \Delta t = (\theta_1 - \theta_2) / \omega \quad (11)$$

[0084] 时间差 Δt 也与穿过流管的材料流成比例,且为通常用于质量流量计中的测量结果。穿过流管130,130'的材料流的更准确确定可通过以零偏移(ZeroOffset)量校正测得的材料流来计算,以推导出校正的 Δt_c , Δt_c :

$$[0085] \quad \Delta t_c = \Delta t - \text{ZeroOffset} \quad (12)$$

[0086] 在本发明的一个示例性实施例中,在正常操作期间,两个驱动器180L,180R用于激励流管的主弯曲模式。穿过流管的材料流的实例通过以下过程来确定:测量右特征向量的相对相位,转换成 $\Delta t_{\text{域}} \Delta t_{\text{R}}$,以及以零偏移校正量来校正该值以确定校正的 Δt_{R} , Δt_{RC} ,

$$[0087] \quad \Delta t_{\text{RC}} = \Delta t_{\text{R}} - \text{ZeroOffset} \quad (13)$$

[0088] 在实施例中,流管通过定期地驱动第一驱动器和定期地驱动第二驱动器来激励,其中第一驱动器和第二驱动器振幅调制成彼此异相。在实施例中,驱动器180L,180R两者以对应于谐振的频率来定期地驱动。驱动信号是低得多的频率下调制的振幅。该较低频率是相位/频率转移随后解调的循环频率。驱动振幅调制信号(在循环频率下)异相。谐振/驱动频率下的各个驱动器的驱动信号基本上是等同的信号,且乘以对应的调制信号。周期性扫描可为正弦的、正方形的、锯齿形的,等。在流管的位置处,可进行驱动信号与振动之间的相位的测量。这些测量用于确定系统的左特征向量的相对相位。在实施例中,测量在第一驱动器(180L)的驱动振幅调制信号达到最大振幅时与第二驱动器(180R)的驱动振幅调制信号达到最大振幅时之间出现的频率转移,且该频率转移输入计量电子设备20中。驱动第一驱动器180L的驱动信号然后以相位转移来偏移。然后,测量第一驱动器(180L)的驱动振幅调制信号达到最大振幅时和第二驱动器(180R)的驱动振幅调制信号达到最大振幅时之间出现的频率转移。如果频率转移大致为零,则不需要进行调整。然而,如果第一驱动器(180L)的驱动振幅调制信号达到最大振幅时与第二驱动器(180R)的驱动振幅调制信号达到最大振幅时之间出现的频率转移仍可检测到,则第一信号又偏移,直到第一驱动器(180L)的驱动振幅调制信号达到最大振幅时和第二驱动器(180R)的驱动振幅调制信号达到最大振幅时之间出现的频率转移大致不可检测。一旦这发生,则左特征向量系数之间的相对相位从使频率转移大致不可检测所需的信号偏移计算。

[0089] 转到图3,将清楚的是,该途径中的固有的主要难度在于,系统的相位到频率的转换相当急剧,意味着穿过计量计的相对大的相位变化中出现很小的频率变化,这也很难转变。结果,所需的频率准确性相当严格,在纳赫兹的级。此相位切换的现有技术的途径以二元方式在驱动器180L,180R之间有效切换。这在图4中示出。这需要在观察到来自新切换的驱动器的新频率之前等待至少几秒(15-30)来用于信号衰减。此长的延迟对于可用的系统是不实际的。当此类突然驱动过渡用于继续使驱动来回循环时,对过渡的系统瞬变响应实际上绝不是完全衰减,其以使期望的驱动频率变化模糊而结束。当以闭环反馈信号驱动流量计5时,如一个或更多个检出器信号缩放且反馈来生成驱动信号,相位到频率的转换的该特征特别显著。在此反馈驱动方案下,将为系统的开环特征的另外的相位变化的事物改为作为驱动频率中的转移而显现。这是反馈驱动系统的性质中固有的,因为开环系统的相位按定义必须匹配系统的反馈部分中的相位,因此匹配这些相位需要驱动频率的变化,这自动地落入闭环控制器。如上文所述,由于相对大量的相位变化作为相对小的频率转移显现,观察到了闭环驱动中的相位效果的挑战性过高,因为频率变化通常太小而不可检测。

[0090] 转到图5A-5C,示出了实施例,其中驱动振幅定期循环来最小化瞬变信号。该途径最小化一定时间内的驱动振幅变化的斜率(给定所需的循环频率),从而最小化对系统的脉冲冲击。利用此途径,驱动仅暂时地完全在一个驱动器上或另一个驱动器上。图5A示出了两个驱动信号的基本同相的性质。图5B示出了振幅调制信号。图5C示出了振幅调制驱动信号,其中第一驱动器的振幅在第二驱动器的振幅达到最小值时达到最大值,且第一驱动器的振

幅在第二驱动器的振幅达到最大值时达到最小值。

[0091] 图6为示出示例性实施例中的系统的右特征向量的相对相位的确定的流程图。在步骤500处,在正常操作期间,两个驱动器180L,180R用于激励流管的振动。驱动器180L和180R定期循环,其中当180L在最大振幅时,180R在最小振幅下受驱动,且反之亦然。在步骤502处,驱动器180L循环来在最大振幅下激励流管的振动,而180R循环来在最小振幅下激励流管的振动。在此时期,测量检出传感器170L与检出传感器170R之间的相位。这将称为相差 θ_1 。

[0092] 在步骤504处,当驱动定期循环时,驱动器180L在最小振幅下激励流管的振动,而180R在最大振幅下激励流管的振动。测量检出传感器170L与检出传感器170R之间的相位。应当注意,检出传感器170R,170L之间的相差可连续地测量,或可在单独的时间段测量。不论如何,这将称为相差 θ_2 。

[0093] 在步骤506处,计算右特征向量的相对相位。在实施例中,较高的频率的模式残余挠度引起的系统噪音和相位通过加权平均相位信号来衰减,使得平均相位 θ_{AR} 在实施例中可计算为:

$$[0094] \quad \theta_{AR} = \frac{(\theta_1 + \theta_2)}{2} \quad (14)$$

[0095] 然而,可构想出除方程(14)外的其它方程。

[0096] 图7为示出示例性实施例中的左特征向量的相对相位的确定的流程图。在步骤600处,在正常操作期间,两个驱动器用于激励流管的振动。驱动器180L和180R定期循环,其中当180L在最大振幅时,180R在最小振幅下受驱动,且反之亦然。在步骤602处,测量由驱动器180L和驱动器180R使用的驱动信号之间的频率转移。

[0097] 在步骤604处,第一信号在驱动定期循环时以相位转移来偏移。在步骤606处,第一信号偏移,直到频率转移大致不可检测。在步骤608处,左特征向量系数的相对相位从使频率转移大致不可检测所需的第一信号偏移来确定。

[0098] 图8为示出一个示例性实施例中的流动期间的流量计的实时零偏移再校准的流程图。在步骤700中,在正常操作期间,两个驱动器180L,180R用于定期地激励流管的振动。确定右特征向量的未校正的相对 Δt 。然后通过使用零偏移来校正右特征向量的未校正的相对 Δt 。穿过流量计的流使用右特征向量的校正的相对 Δt 来确定。在步骤702处,定期确定左特征向量的相对 Δt 。左特征向量的相对 Δt 可针对残余挠度和电子串扰效果来校正。在步骤704处,左特征向量的相对 Δt 和右特征向量的未校正的 Δt 用于确定新的零偏移。新的零偏移替换老的零偏移,且过程在步骤700处恢复。通过计算且将新的零偏移带入流量计,流量计在穿过流量计的材料流期间针对新的零流动状态再校准。

[0099] 在一个示例性实施例中,可通过使用校准之间的固定时间间隔来完成对应当何时进行再校准的确定。在另一个示例性实施例中,当检测到环境或管路系统的变化时,可完成再校准。例如,当温度的变化大于阈值量时,可执行再校准。对何时进行再校准的确定可为周期时钟与检测环境变化的组合。再校准之间的时间周期可在需要较高准确性的系统中比具有不太严格的准确性要求的系统中更短。在驱动器180L与180R之间切换以便测量左特征向量的相对相位并不表示流量计的正常操作应当中断(即,使用右特征向量来测量流动)。

在又一个实例中,流量计仅监测变化到零,所以可构想出零验证工具的实施例。这在许多应用中是有用的,例如而但不限于如运输监护,其中不允许零变化,除非在特定情形下。

[0100] 然而,如提到那样,现有技术的途径中遇到的问题涉及将切换驱动器180L,180R引起的相位效果与来自控制器的其它瞬变效果隔离开。具体而言,当驱动器180L,180R突然切换时,系统可以以不需要的瞬变响应来反应。驱动控制器趋于加强系统中的这些步骤变化。当此突然驱动过渡用于连续来回循环驱动时,系统对过渡的瞬变响应趋于永不衰减,所以模糊了期望的驱动频率变化。另一个问题是频率测量的灵敏度。如果在循环驱动器180L,180R时人们仅检查原始频率信号,则相关变化由噪音效果扰乱。转让给Micro Motion, Inc 且在此通过引用并入的美国专利第5,734,112号中描述了信号处理方法和电子设备。

[0101] 对于将进行的各种 Δt 计算,信号处理器依靠流管弯曲模式振动的频率估计。用于估计频率的基于希尔伯特滤波器的途径从现有技术获知,但证实对于期望的准确性,噪音过大。在实施例中,该正弦循环途径可利用改进的频率估计器滤波器来扩增。具体而言,使用了改造的自适应陷波频率估计器。自适应陷波频率估计器提供比希尔伯特滤波器准确得多的频率估计。图9示出了使用两个频率估计器(希尔伯特滤波器(H)和自适应陷波滤波器(AN))的左特征向量引发的频率变化。自适应陷波滤波器是更清楚的,其在左特征向量的相位调节成异相时特别清楚。在使用具有比自适应陷波滤波器大超过500倍的标准偏差的希尔伯特滤波器时,噪音存在。

[0102] 在实施例中,自适应陷波滤波器包括频率调制的二阶无限脉冲响应滤波器,其施加至到来的信号,其中其中心频率适于最小化输出。对于纯音信号,这将在滤波器的频率匹配输入信号的频率时。对于多音信号,滤波器锁定至最大音存在。超过适应的中心频率,滤波器的性能由两个设计参数控制:滤波器的锐度 α 和频率的适应率 λ 。在实施例中,锐度(α)保持为静态设计参数,且通常在制造阶段期间限定。频率的适应率(λ)参数影响频率调制信号的灵敏度。在示例性实施例中,自适应陷波滤波器的调制频率根据以下表达式限定:

$$[0103] \quad f_m = \frac{0.155}{dt} \sqrt{(1-\alpha)(1-\lambda)} \quad (15)$$

[0104] 其中:

[0105] α =滤波器的锐度

[0106] λ =频率的适应率

[0107] dt =滤波器的采样率

[0108] f_m =调制频率。

[0109] 因此,给定样本率, α 的值,以及调制频率 f_m ,频率的适应率(λ)的适合的值可找到为:

$$[0110] \quad \lambda = 1 - \frac{(6.45 f_m \cdot dt)^2}{1-\alpha} \quad (16)$$

[0111] 以此方式,频率调制在已知调制频率下,比利用普通现有技术的自适应陷波滤波器更准确几个数量级来跟踪。

[0112] 图10为示出根据实施例的改进的频率调制自适应陷波滤波器的使用的流程图。最后,从左特征向量的相对相位来计算频率估计。在步骤900中,计算左特征向量的相对相位。在步骤902处,锐度参数 α 输入滤波器,其对应于滤波器的响应时间。在实施例中,该参数在

流量计组装和验证时确定。在步骤904处,陷波滤波器调制频率 (f_m) 输入滤波器中。在步骤906处,基于锐度 (α) 和陷波滤波器调制频率 (f_m) 参数来计算适应率参数 (λ)。在示例性实施例中,表达式 (15) 用于该计算,但可构想出其它表达式,且并未将实施例限于表达式 (15)。步骤908对应于输出第一驱动器 (180L) 的驱动振幅调制信号达到最大振幅时与第二驱动器 (180R) 的驱动振幅调制信号达到最大振幅时之间发生的频率转移,以及以相位转移偏移来偏移第一驱动信号。这伴有调整第一信号偏移直到大致不可检测到频率转移。在步骤910处,左特征向量系数的相对相位从使频率转移大致不可检测所需的第一信号偏移来确定。

[0113] 在另一个相关的实施例中,如上文所述,替代使用纯频率估计器,频率调制信号在已知的调制频率下取得。考虑频率调制信号,其中已知固定调制在频率 ω_c 下:

$$[0114] \quad y(t) = \cos((\omega_0 + \Delta\omega \cos(\omega_c t))t) \quad (17)$$

[0115] 在实施例中,目标在于测量 $\Delta\omega$, 且用于此测量的一种方法包括将信号 y 与自身的时间延迟版本相比较,且计算相差 Φ :

$$[0116] \quad \varphi = \angle \frac{y(t+\Delta t)}{y(t)} \quad (18)$$

[0117] 由于相位限定为频率的积分,故在示例性实施例中,不限于此,相位可计算为:

$$[0118] \quad \varphi(t) = \omega_0 \Delta t + \frac{\Delta\omega}{\omega_c} ((\sin(\omega_c t) \cos(\omega_c \Delta t)) + \cos(\omega_c t) \sin(\omega_c \Delta t) - \sin(\omega_c t)) \quad (19)$$

[0119] 由于调制频率 ω_c 是已知的,故时间延迟 Δt 选择为调制频率的四分之一周期,所以:

$$[0120] \quad \omega_c \Delta t = \frac{\pi}{2} \quad (20)$$

[0121] 表达式 (19) 简化为:

$$[0122] \quad \varphi(t) = \omega_0 \Delta t + \frac{\Delta\omega}{\omega_c} (\cos(\omega_c t) - \sin(\omega_c t)) = \omega_0 \Delta t + \sqrt{2} \frac{\Delta\omega}{\omega_c} \cos\left(\omega_c t + \frac{\pi}{4}\right) \quad (21)$$

[0123] 这代表DC值加上调制频率下的正弦,其振幅与 $\Delta\omega$ 成比例。因此,已知调制频率下的频率调制的振幅可通过将信号的相位与自身的适当衰减的版本比较且计算所得的正弦频率调制的振幅来获得。因此,将清楚,该技术对于预期频率下的调制检出,但提供了拒绝大多数带外噪音。

[0124] 在以上实施例中,两个驱动器180L, 180R用于确定左特征向量的相对 Δt 。在又一个实施例中,一次仅使用单个驱动器。例如,驱动单个驱动器180L、测量检出传感器170L处的相位,且然后驱动另一个驱动器180R且随后测量同一检出器170L处的相位可用于允许识别到各个驱动器的独特贡献。轻微阻尼的流量计的固有缺陷源自其花费达到5分钟且甚至可能更久来用于来自第一驱动器的响应衰减,这是可触动第二驱动器之前所需的。在许多现实世界的情形中,由于较长时间延迟,这实际上是无用的途径,因为环境条件可足够快地改变来使任何测量结果废弃。因此,实施例中提供给了对该时间延迟问题的解决方案。

[0125] 在实施例中,驱动力校准,以便改善系统准确性。在传统单驱动器的计量计中,传感器设计成以位于扭转模式的振形的节点处的驱动线圈来平衡。通过这样,极为困难的是驱动器直接地激励扭转模式,且因此直接扭转模式激励不会显著地影响检出传感器170L, 170R处测得的驱动相位,从而除去了流动测量中的零误差的一个潜在来源。然而,利用双驱动器途径,驱动器180L, 180R并未位于扭转模式节点处,且因此存在直接激励扭转模式的风

险。因此,直接扭转模式激励是显著的问题。相对扭转模式响应(相比于驱动模式响应)可随密度和温度而变化。因此,如果驱动模式相对接近扭转模式,则扭转模式的相对响应将增大。这不是纯零效果,而是至少部分地取决于驱动频率的流动误差。如果扭转模式未激励而开始,如由于驱动器置于单个驱动计量计上,则该误差源消除。

[0126] 因此,在实施例中,选择驱动力投影向量(Ψ_{dr})和检出器模态滤波器向量(Ψ_{po}),其针对任何系统增益校正,且允许驱动模式的驱动,同时抑制扭转模式,主要目的在于驱动器180L,180R和检出传感器170L,170R两者下的扭转模式的抑制(如图11中所示)。这是对本身仅允许驱动器处的抑制但不防止检出传感器170L,170R测量扭转模式响应的标准单驱动器计量计的改进。

[0127] 为了激励驱动模式而不激励扭转模式,所得的残余矩阵的扭转模式振形(即,特征向量)在步骤1100处获得。如步骤1102中所示,利用手上的扭转模式左特征向量和右特征向量(即,检出器和驱动器振形),设计出了正交的驱动模式向量。在实施例中,这使用以下方程来完成:

$$\varphi_t^{(l)} = \begin{bmatrix} k_1 \\ -k_2 \end{bmatrix} \Rightarrow \Psi_{dr} = \begin{bmatrix} 1/k_1 \\ 1/k_2 \end{bmatrix}$$

[0128] (22)

$$\varphi_t^{(r)} = \begin{bmatrix} g_1 \\ -g_2 \end{bmatrix} \Rightarrow \Psi_{po} = \begin{bmatrix} 1/g_1 \\ 1/g_2 \end{bmatrix}$$

[0129] 通过经由向量 Ψ_{dr} 驱动双驱动器计量计和经由向量 Ψ_{po} 组合用于反馈的检出传感器170L,170R,如步骤1104中,实现了扭转模式的期望抑制,因为:

$$\begin{aligned} \psi_{dr}^T \varphi_t^{(l)} &= 1 - 1 = 0 \\ \psi_{dr}^T \varphi_t^{(r)} &= 1 - 1 = 0 \end{aligned} \quad (23)$$

[0131] 尽管其对于测量扭转模式振形是期望的,但在备选实施例中,仅使用了驱动模式数据。该途径与上文所述的相似,但另外假定了驱动的计量计平衡,所以驱动和扭转模式形状大体上是:

$$\varphi_d = \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \end{bmatrix} \text{ 以及 } \varphi_t = \begin{bmatrix} 1 \\ -1 \end{bmatrix} \quad (24)$$

[0133] 这些然后仅由换能器增益来破坏(corrupt),使得

$$\varphi_d^{(l)} = \begin{bmatrix} k_1 \\ k_2 \end{bmatrix}, \varphi_t^{(l)} = \begin{bmatrix} k_1 \\ -k_2 \end{bmatrix}$$

[0134] (25)

$$\varphi_d^{(r)} = \begin{bmatrix} g_1 \\ g_2 \end{bmatrix}, \varphi_t^{(r)} = \begin{bmatrix} g_1 \\ -g_2 \end{bmatrix}$$

[0135] 因此,对于对称流量计,如上文所述,测量了左特征向量和右特征向量,所以还可估计左特征向量和右特征向量的扭转模式的估值。从此出发,如上文突出的相同途径用于达到驱动器投影向量且检出器模态滤波器向量,其抑制扭转模式。任一途径都适用于计量

校准(初始工厂校准或现场校准)。为了避免直接激励扭转模式,驱动器和/或检出器增益调整成获得更稳定的流动估计。尽管这些方法很适于双驱动器系统,但它们可适用于具有两个以上的驱动器180L,180R和/或两个以上的检出传感器170L,170R的系统。

[0136] 对于双驱动流量计,由左检出器通道和右检出器通道的前端电路之间的偏移引起的不需要的电子零点漂移可能是干扰流量计的准确性的问题。当然,零点漂移例如没有限制可由上文所述的方法补偿,但这些方法单独并不解决源自模数(A/D)转换器和输入电路和数模(D/A)转换器和对应输出电路上的相位和振幅的漂移的已知的影响流动测量的另一个不准确来源。在实施例中,补偿了与A/D和D/A转换器相关联的相位和振幅漂移。

[0137] A/D转换器通常从其相应的流管传感器输出信号接收模拟信号。处理器将控制信号施加至A/D转换器,且从A/D转换器接收数字化的样本值。例如(而不限于此),处理器可从采样通道之间的相差确定 Δt 值。D/A转换器然后将数字信号值转换成与质量流率成比例的模拟信号。本领域的普通技术人员将容易认识到,由各种构件所需的时钟信号可由任何公知的时钟生成技术来生成,如,晶体控制振荡器,或若干市售的时钟生成集成电路中的任何。

[0138] A/D转换器通常嵌入单个集成电路内,其具有多个转换器和与DPS处理器连接的单条通信总线。这有助于确保采样信号之间的相位关系归因于振动的流管的科里奥利效果,而非在印刷电路板上排布来物理地分开A/D转换器电路的信号迹线的效果。许多此类立体A/D转换器芯片是本领域的技术人员已知的。此类芯片的一个实例是晶体半导体CS5329、2通道立体A/D转换器装置。如上文所述,这些信号处理方法和电子设备在美国专利号5,734,112中更完整描述。

[0139] 如本领域中公知那样,输入相位偏移仅为电子零点。两个输入通道之间的相位的恒定偏移可在将 Δt 转换成流之前简单地减去。历史上,输入相位漂移主要通过输入电路构件的精确匹配来解决。另一方面,对于标准单驱动流量计不是大问题的输入振幅偏移对于解决双驱动流量计很重要。期望的是确保从检出器信号推导出的模态滤波器向量优化。即使检出器位置(即,检出传感器170L,170R处的特征向量系数)是对称的,检出传感器170L,170R的输入电路和A/D转换器也可具有彼此之间的偏差或偏移。

[0140] 类似地,输入振幅偏移对于标准单驱动流量计不是很大问题,且通常忽略。检出器振幅用于驱动控制,其中最大检出器信号用作振幅反馈信号。智能流量计验证通常测量右检出器刚度与左检出器刚度之间相当大的差异。该偏移通过将刚度标准化为各个检出器的工厂基准刚性来解决,忽视任何振幅偏移。

[0141] 期望的是确保优化从检出器信号得到的模态滤波器向量。这假定了检出器位置(即,检出传感器170L,170R处的特征向量系数)是对称的。然而,检出传感器170L,170R的输入电路和A/D转换器可具有彼此之间的偏差或偏移。输入电路的初步校准可实现,且在该校准步骤期间,一个检出器可同时馈送至两个通道。软件增益因此可调整,以确保前端电路读取相同的电压。该校准步骤通常在计算模态滤波器向量完成,且可容易在生产环境中实现。利用最小化相位漂移所需的分量的精确匹配,可合理预计到振幅漂移将是可忽略的。在实施例中,穿过双驱动器的电流测量为输入,且用于电流测量的输入电路和A/D转换器可作为检出器输入通道来校准。在一些实施例中,校准电流测量结果包括嵌入式电子设备上的附加硬件,例如而不限于,诸如继电器或可外部接近的跳线。

[0142] 驱动器180L,180R的两个输出通道中的振幅偏移将激励扭转模式的残余挠度,导致了干扰信号。校准输出电路在实施例中通过将相同的信号发送至两个驱动通道来完成。测得的电流然后可比较,且输出通道中的一个上的增益可调整,直到测得的电流相等。这将确保两个驱动器180L,180R的输出电流相等,此后,可准确计算如上文所述的力投影向量。因此,在电子设备分量/信号正确匹配的情况下,振幅漂移将可忽略。

[0143] 以上实施例的详细描述不是由发明人构想的在本发明的范围内的所有实施例的详尽描述。实际上,本领域的技术人员将认识到,上述实施例的某些元件可不同地组合或消除以产生其它实施例,且此类其它实施例落入本发明的范围和教导内容内。本领域的普通技术人员还将认识到的是,上述实施例可总体或部分地组合来产生本发明的范围和教导内容内的附加实施例。因此,尽管本文出于图示目的描述了本发明的特定实施例和实例,但如本相关领域的技术人员将认识到那样,各种等同的改型在本发明的范围内。本文提供的教导内容可应用于其它振动系统,且不仅是上文所述和附图中所示的实施例。因此,本发明的范围应当由所附权利要求确定。

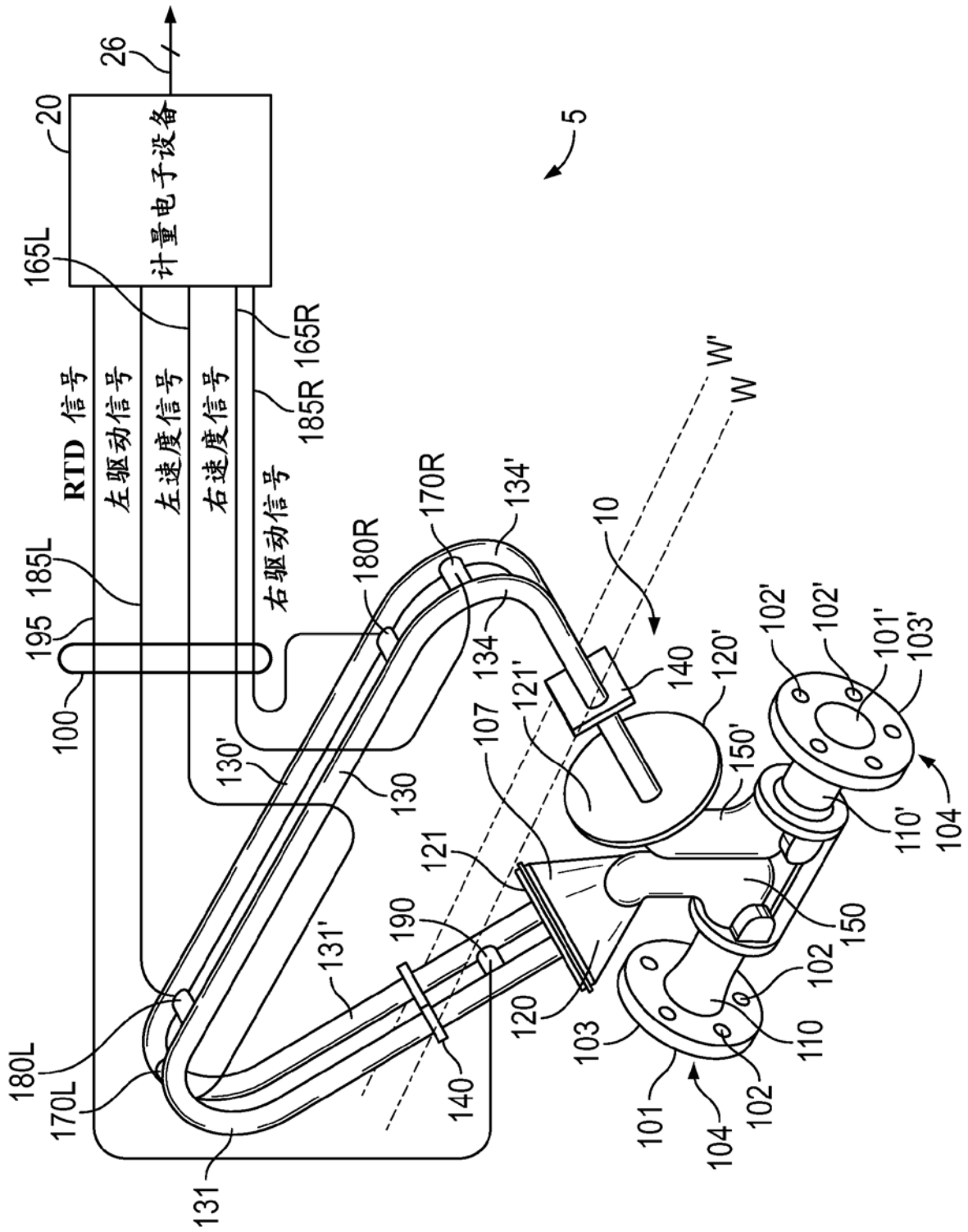


图 1

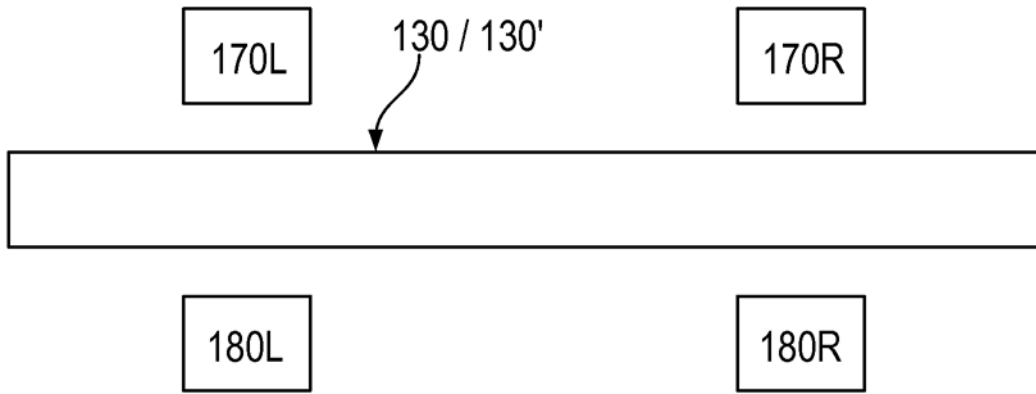


图 2A

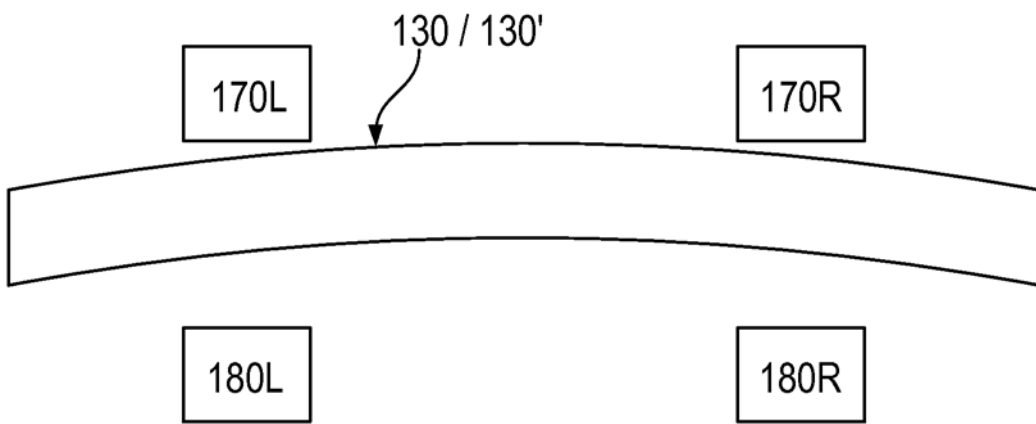


图 2B

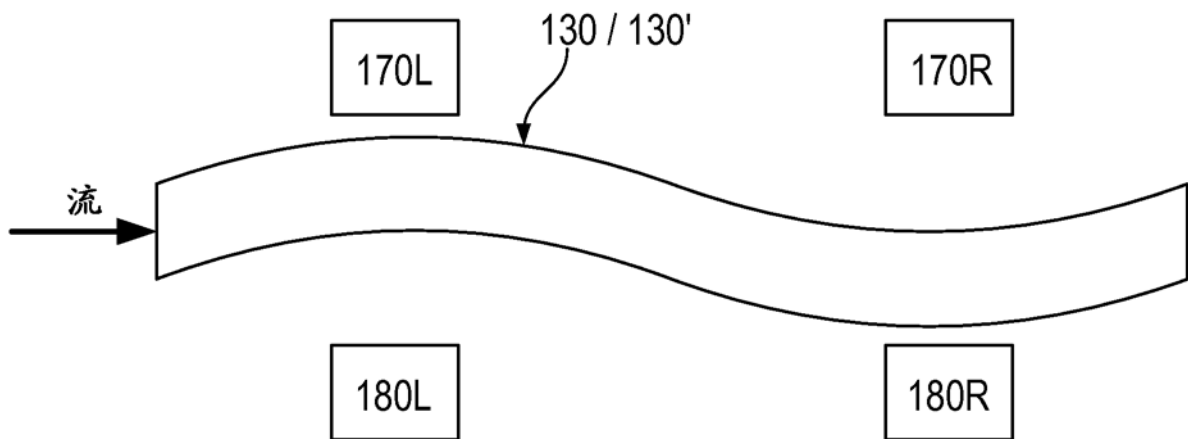


图 2C

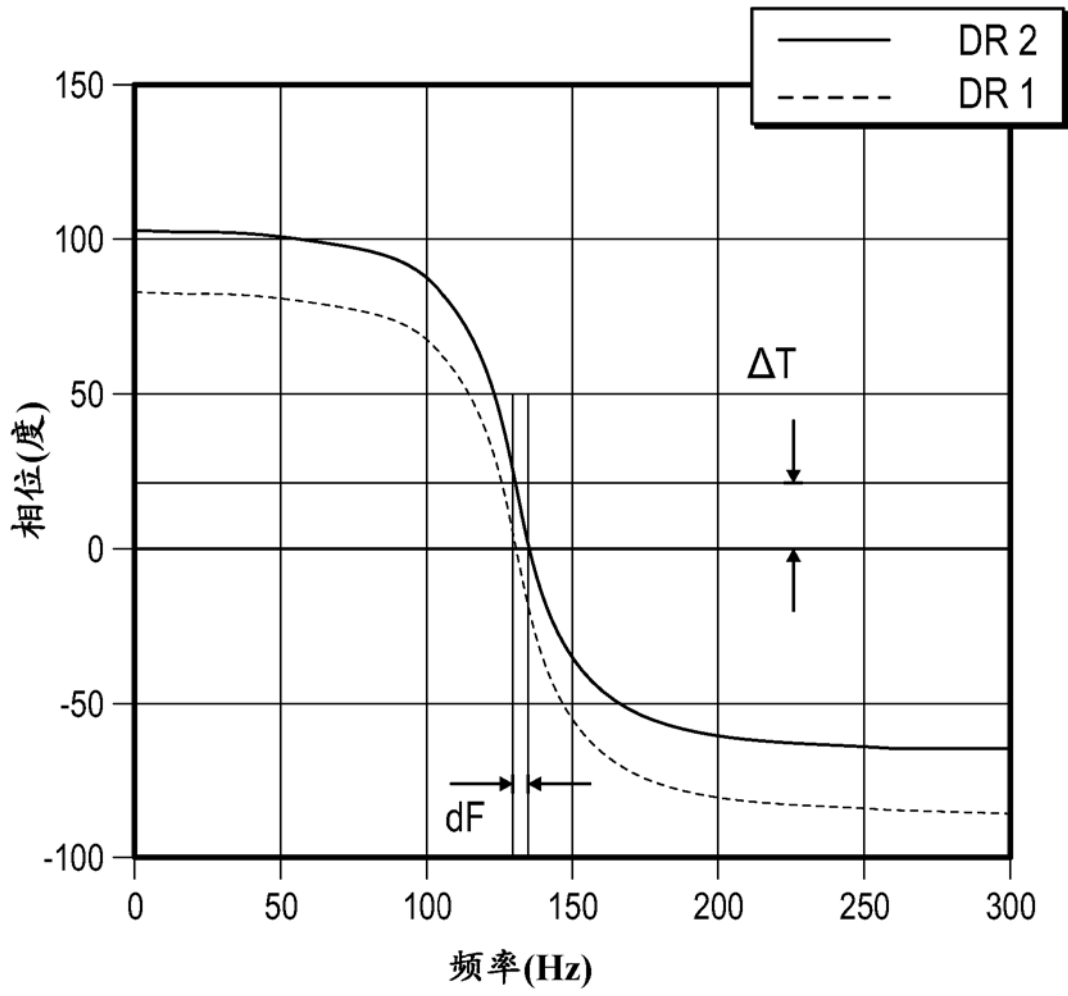


图 3

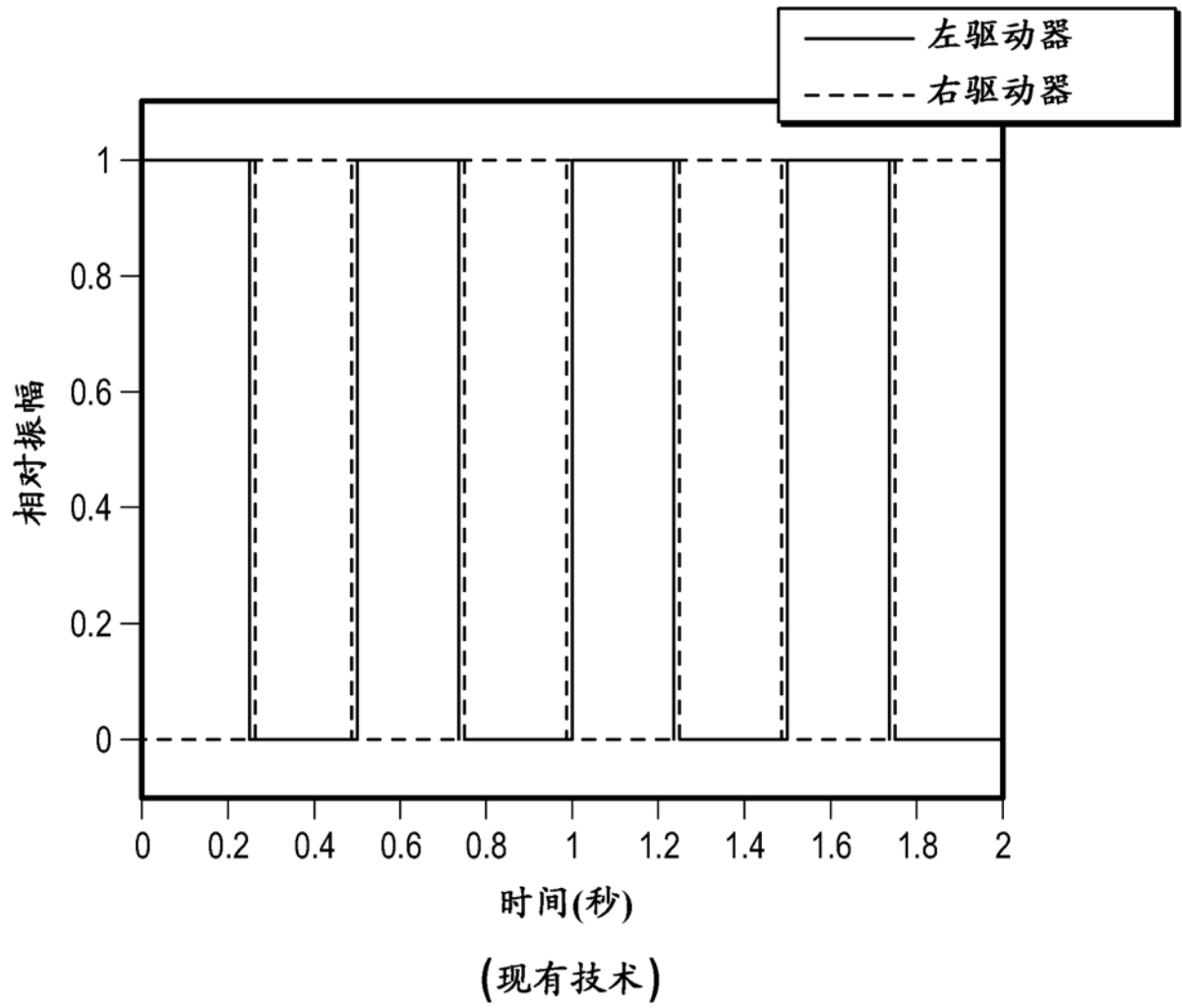


图 4

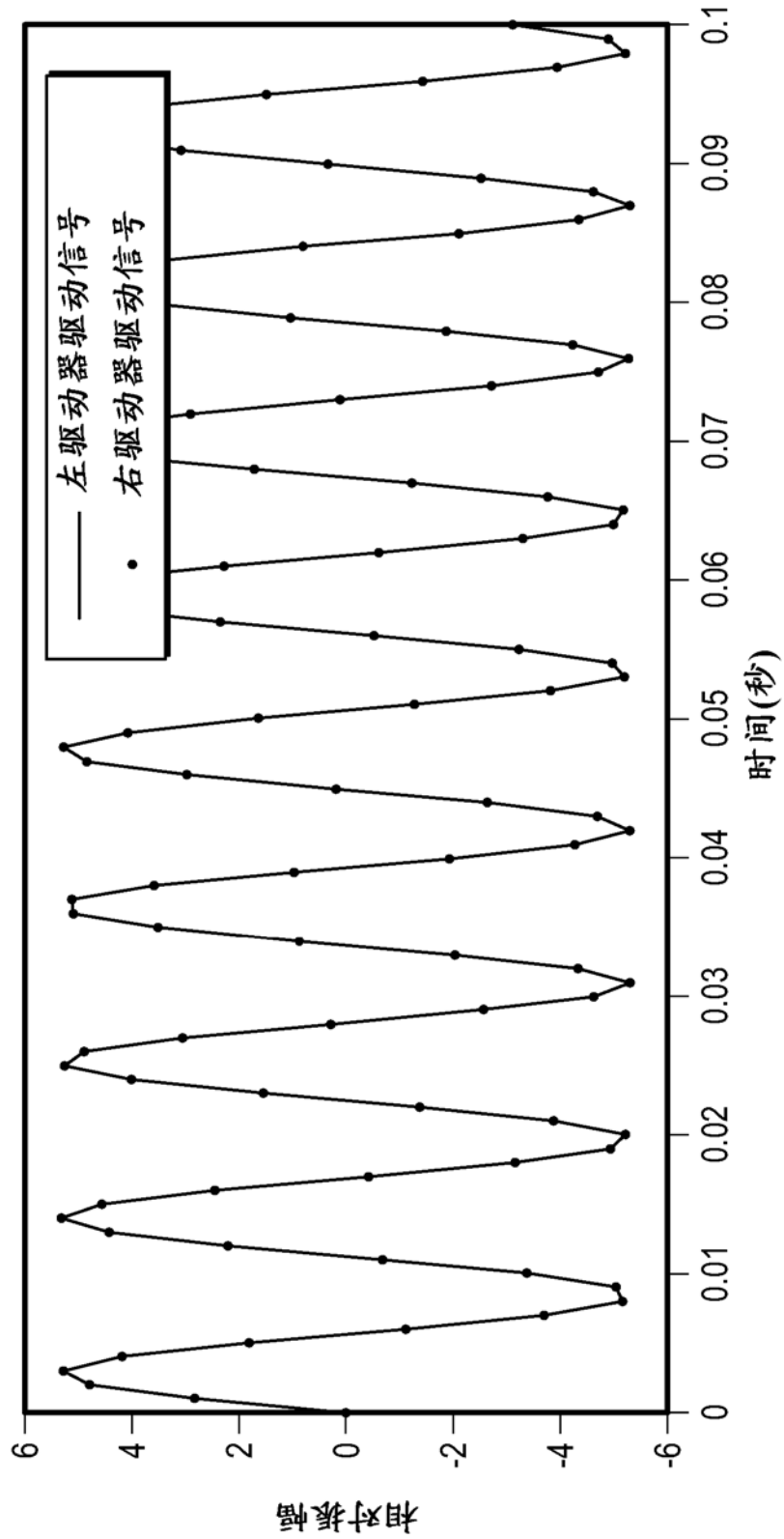


图 5A

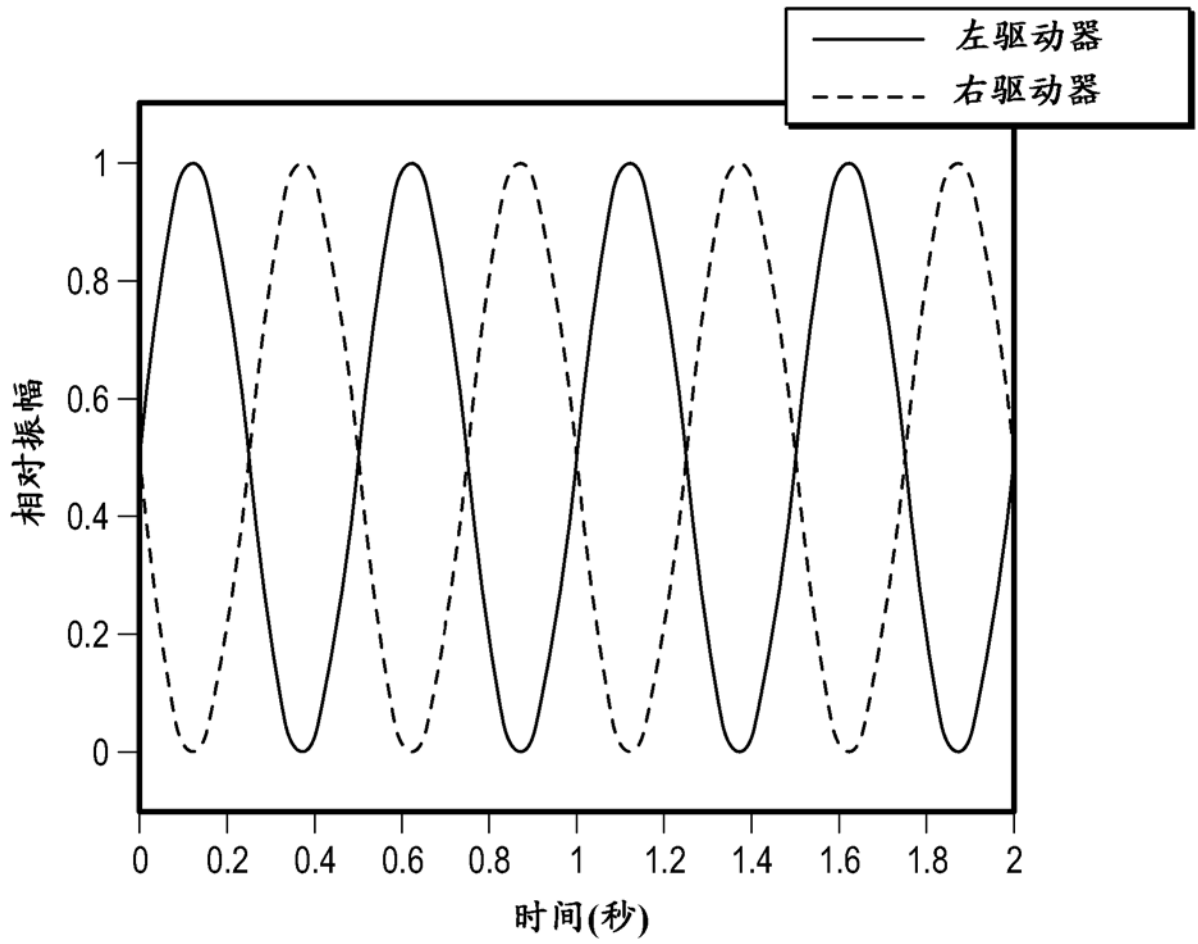


图 5B

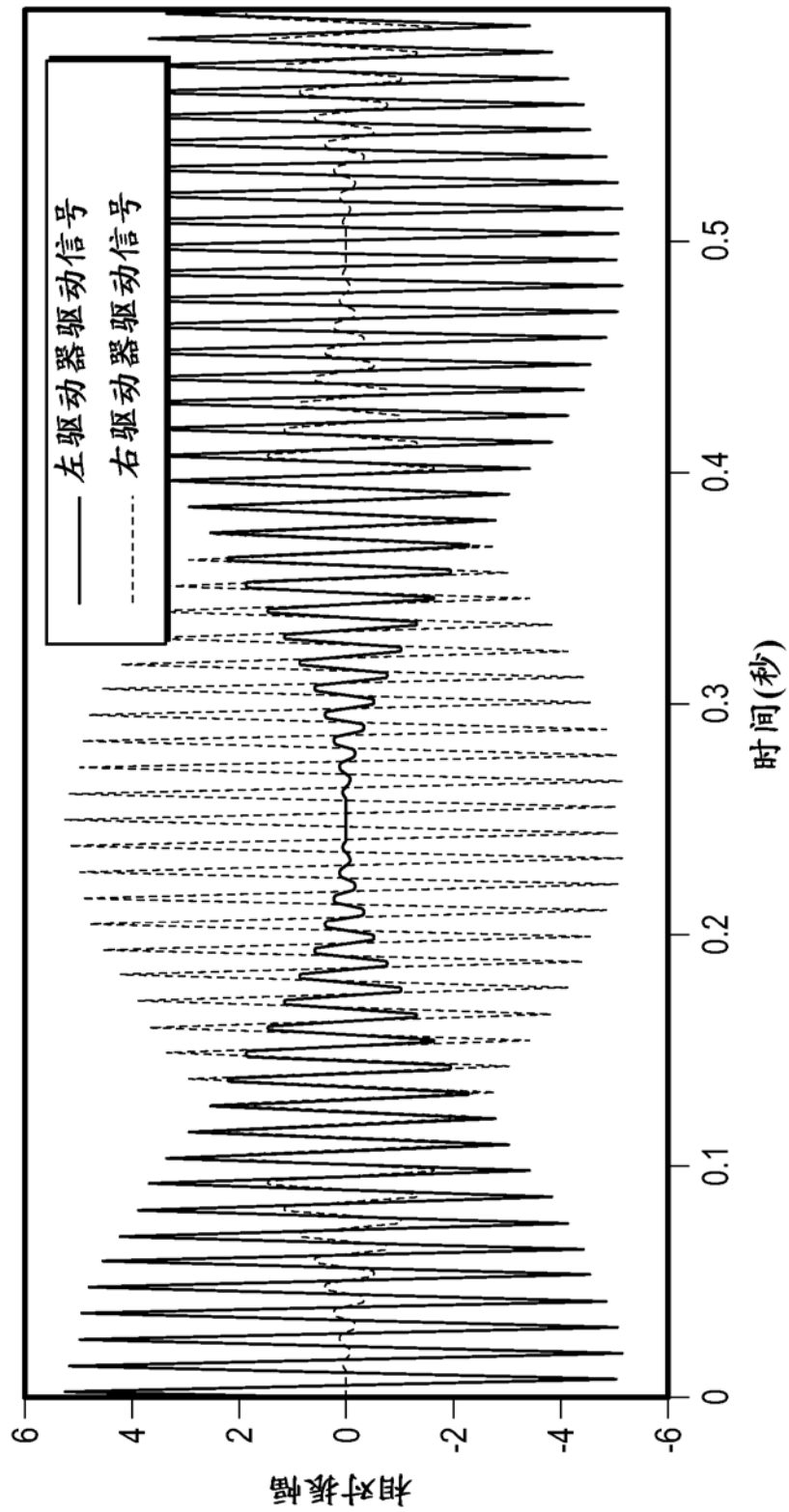


图 5C

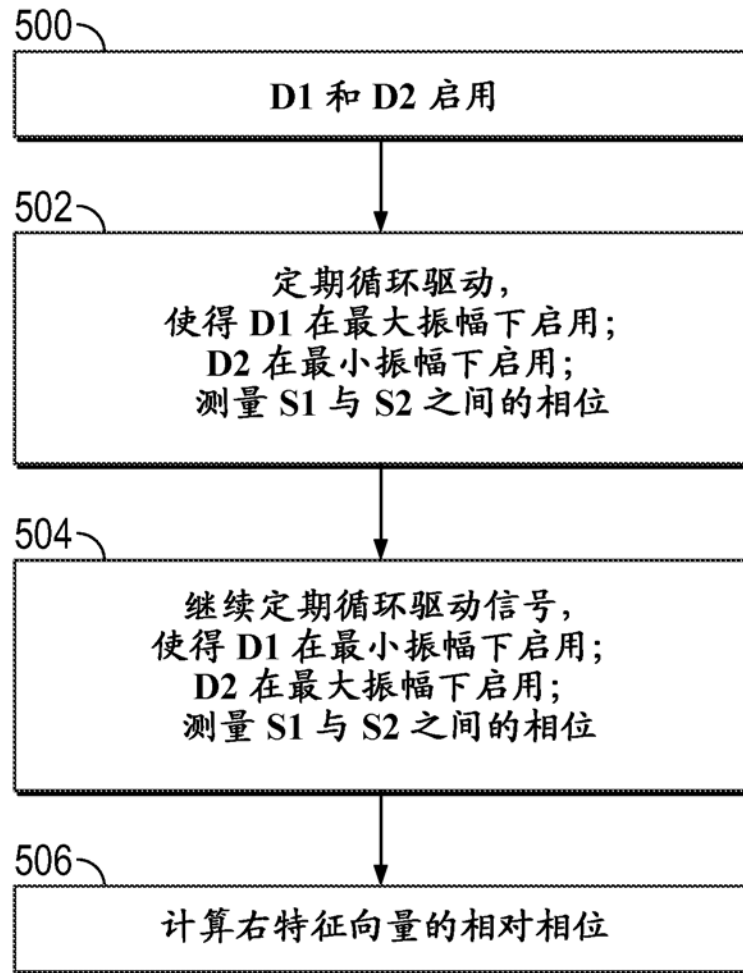


图 6

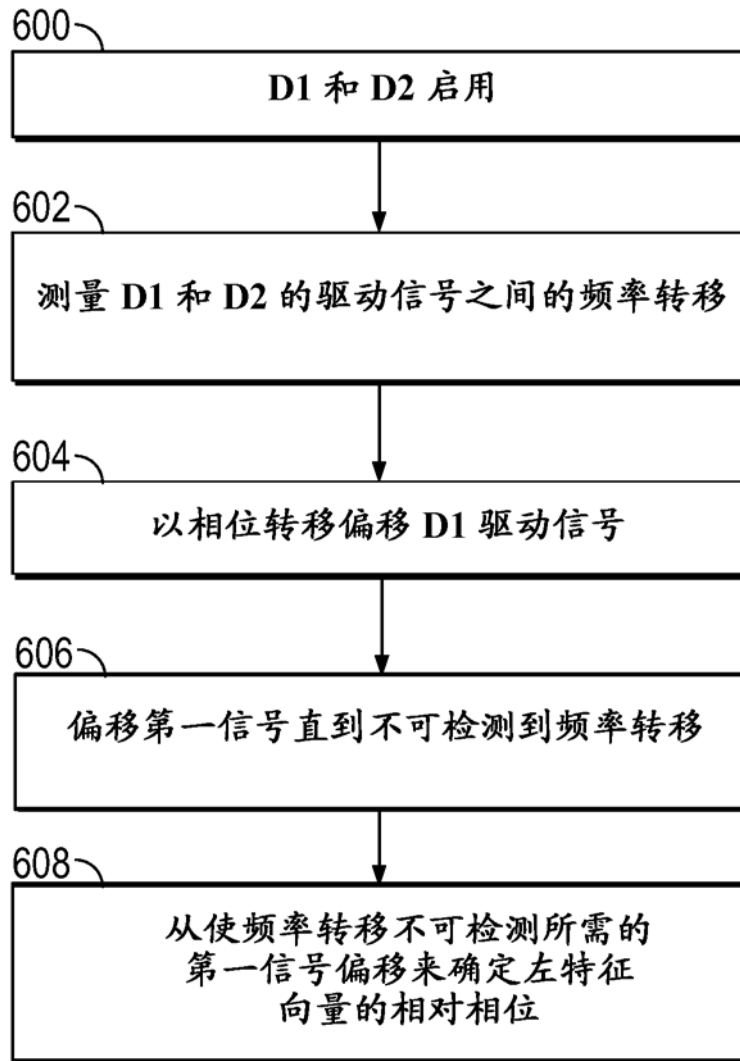


图 7

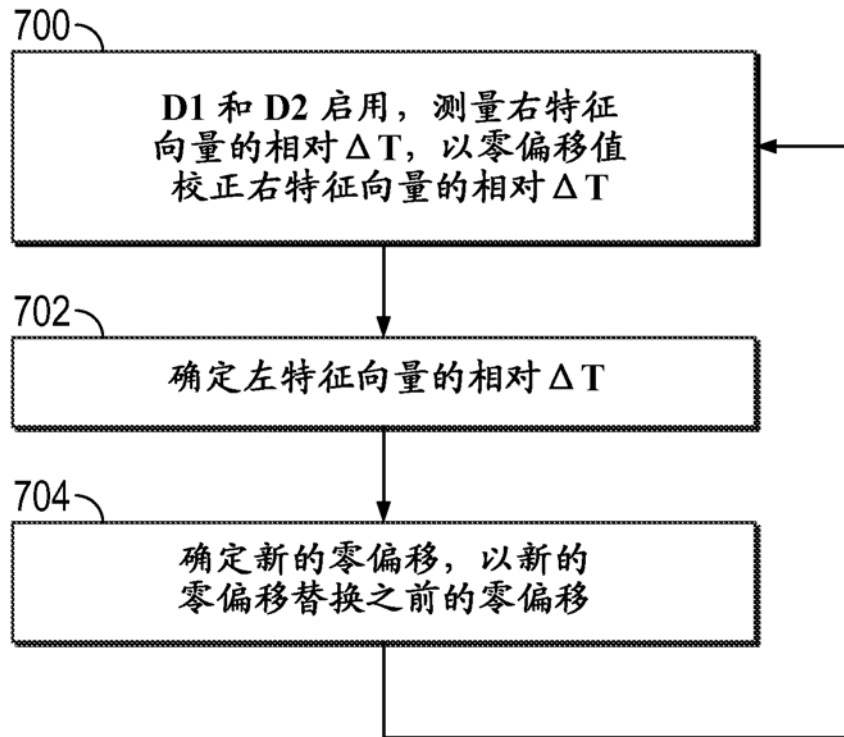


图 8

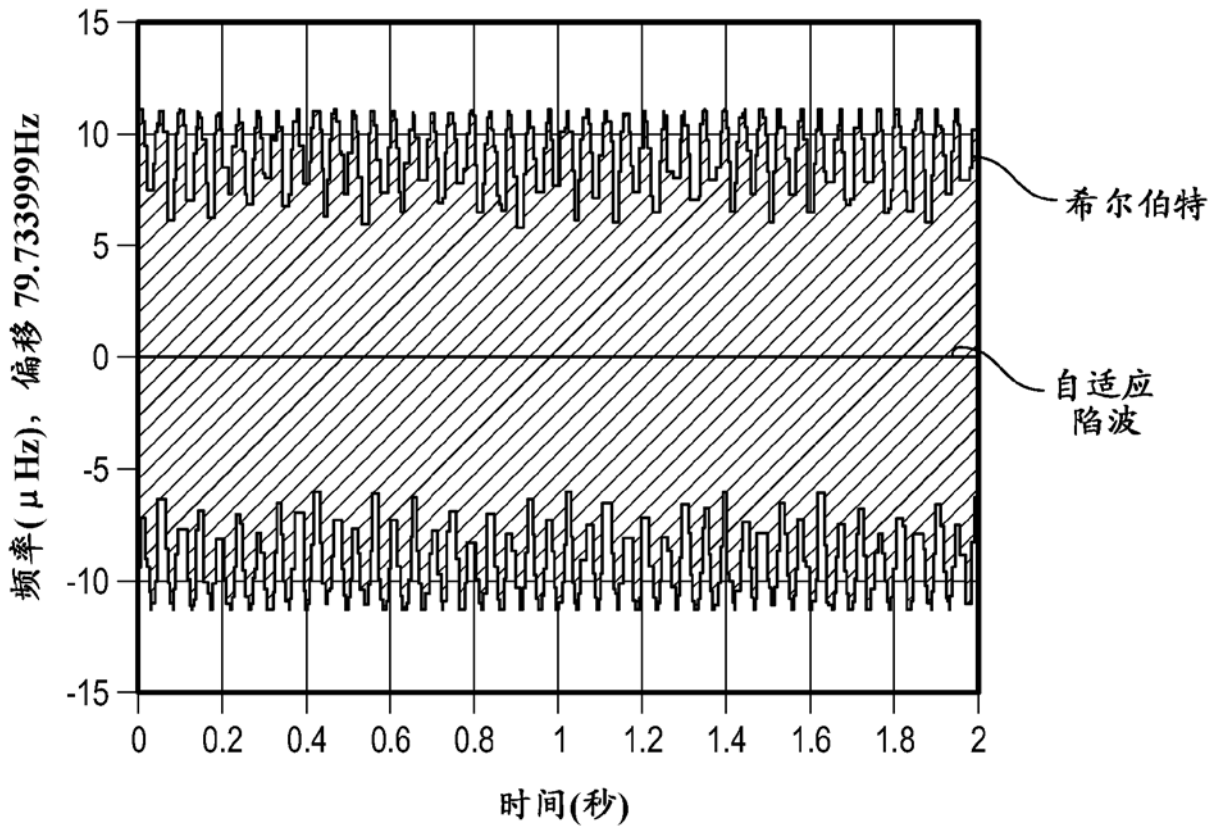


图 9

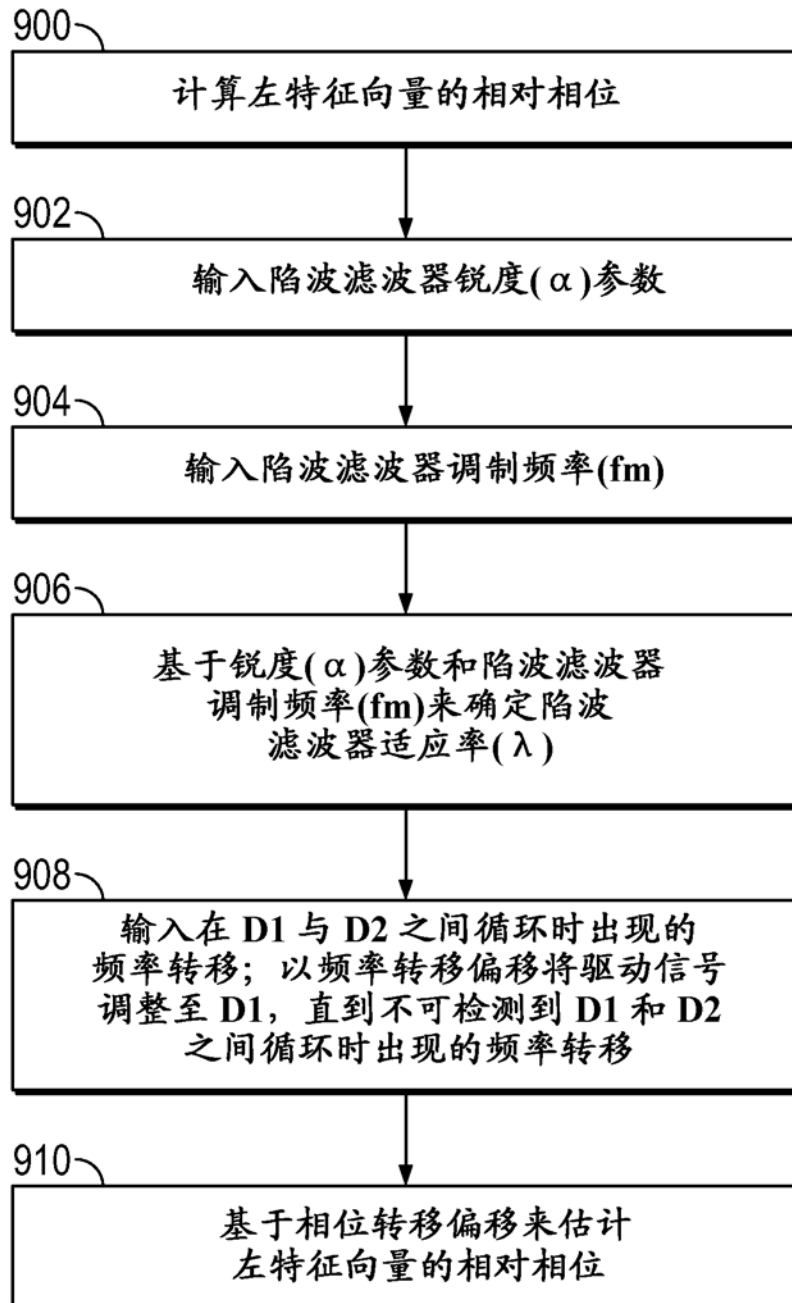


图 10

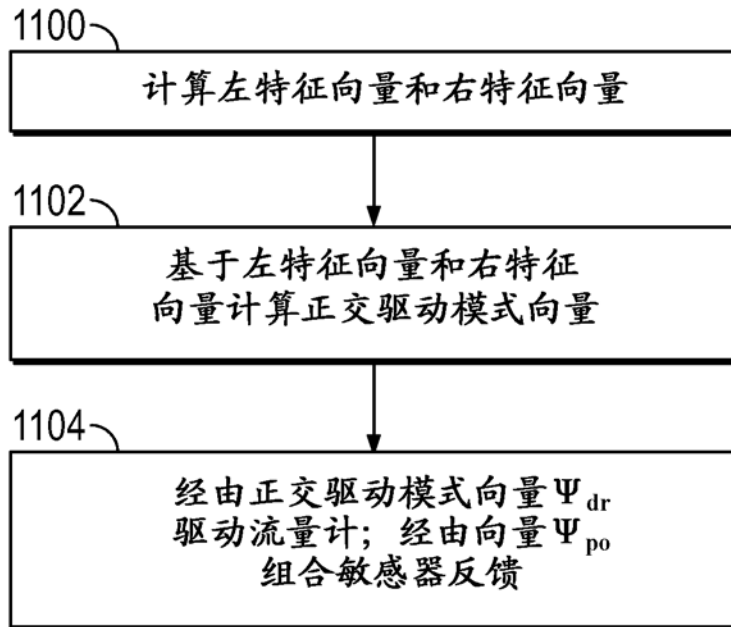


图 11