

[19]中华人民共和国国家知识产权局

[51]Int. Cl⁶

G01F 1/66

[12] 发明专利申请公开说明书

[21] 申请号 97195239.6

[43]公开日 1999 年 6 月 30 日

[11]公开号 CN 1221487A

[22]申请日 97.6.6 [21]申请号 97195239.6

[30]优先权

[32]96.6.7 [33]FR [31]96/07189

[86]国际申请 PCT/FR97/01012 97.6.6

[87]国际公布 WO97/46854 法 97.12.11

[85]进入国家阶段日期 98.12.4

[71]申请人 施蓝姆伯格工业公司

地址 法国蒙特鲁日

[72]发明人 罗伯特·德万塞

杰罗姆·朱拉德

[74]专利代理机构 柳沈知识产权律师事务所

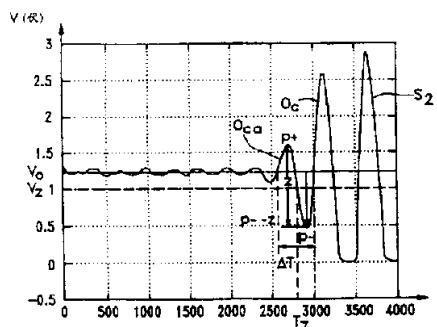
代理人 黄小临

权利要求书 3 页 说明书 13 页 附图页数 5 页

[54]发明名称 用声音信号零交叉测量声音信号在流体中传播时间的方法

[57]摘要

本发明涉及测量位于流体之中的两个相距的传感器之间的声音信号的传播延迟的方法,该方法包括,取样和数字化每一个被接收的声音信号,对所述经取样和数字化的信号的每一个周期确定正在检查之中的那个周期的两个波瓣的最大幅度 P_- 和 P_+ ,将所述幅度的比率与第一理想特征周期的两个波瓣的最大幅度 P_{i-} 和 P_{i+} 之间的理想幅度比进行比较,确定所述信号的特征振动的第一个零交叉,和基于与阈值 G_s 相关的所述比较的结果,判定所述正在检查之中的周期是否是一个特征周期,和确定或不确定所述两个波瓣之间的特征周期的零交叉。



ISSN 1008-4274

权 利 要 求 书

1. 一种测量声音信号在作为发射器的第一传感器(1)和作为接收器并位于离第一传感器(1)某一特定距离的第二传感器(2)之间的流体中的传播时间的方法,其中由第一传感器(1)发射的声音信号由在特定声音频率 F_a 上发射的至少一个脉冲(S_1)组成,由第二传感器(2)接收的声音信号包括一系列其振幅在最初几个周期内逐渐增大和在随后的几个周期内逐渐减小的特征振动,特征振动的包络线是钟状形的,该方法包括在取样频率 F_s 上取样所接收的声音信号、将取样后的被接收声音信号数字化,和通过分析经取样和数字化后的被接收声音信号搜寻被接收声音信号的特征振动的第一个有意义的零交叉,

该方法的特征在于,为了搜寻被接收声音信号的特征振动的第一个有意义的零交叉,首先定义一个理想的特征第一周期以确定被接收声音信号的特征振动的第一个零交叉,所述理想周期是由所述周期的两个波瓣的最大幅度 P_{i-} 和 P_{i+} 之间的理想幅度比 Δ 来刻划的,然后,对于经取样和数字化后的被接收声音信号的每一个周期,正在检查之中的那个周期的两个波瓣的最大幅度 P_- 和 P_+ 被确定出来,所述幅度 P_- 和 P_+ 的比值与对应于理想周期的理想幅度的比值进行比较,如果比较的结果大于阈值 G_s ,那么正在检查之中的那个周期被认为是与噪声相对应的干扰周期,而如果比较的结果小于所述的阈值 G_s ,那么正在检查之中的那个周期被认为是一个特征周期,在这种情况下,所述特征周期的两个波瓣之间的零交叉被确定下来,这个零交叉是作为被接收声音信号的特征振动的第一个有意义的零交叉被确定下来的。

2. 如权利要求 1 所述的方法,其特征在于所述理想周期的两个波瓣的最大幅度 P_{i-} 和 P_{i+} 之间的理想幅度比 Δ 是通过一组处在不同流率上的不同气体根据其从被接收声音信号的记录中观察到的特征周期的最大幅度 P_- 和 P_+ 之间的比率的平均值首先确定出来的。

3. 如权利要求 1 或 2 所述的方法,其特征在于所述在正在检查之中的那个周期的幅度 P_- 和 P_+ 的比率与对应于理想周期的理想幅度比 Δ 之间的比较是通过计算如下的相似判据 G 来完成的,这个相似判据 G 是与阈值 G_s 相比较的结果并由下式来定义:

$$G = \left| \frac{(P_-) - \Delta(P_+)}{(P_-)} \right|$$

4. 如权利要求 1 或 2 所述的方法, 其特征片在于在正在检查之中的那个周
5 期的幅度 P_- 和 P_+ 的比率与对应于理想周期的理想幅度比 Δ 之间的比较是通过计算如下的相似判据 G 来完成的, 这个相似判据 G 是与阈值 G_s 相比较的结果并由下式来定义:

$$G = \left| \frac{(P_-) - \Delta(P_+)}{(P_-) - Z} \right|$$

这里 Z 表示一个使相似判据 G 稍微依赖于正在检查之中的特征周期的负波瓣的最大幅度 (P_-) 的补偿项。

5. 如权利要求 1 或 2 所述的方法, 其特征片在于在正在检查之中的那个周
15 期的幅度 P_- 和 P_+ 的比率与对应于理想周期的理想幅度比 Δ 之间的比较是通过计算如下的相似判据 G 来完成的, 这个相似判据 G 是与阈值 G_s 相比较的结果并由下式来定义:

$$G = \left| \frac{(P_-) - \Delta[(P_+) - Z']}{(P_-) - Z} \right|$$

20 这里 Z 表示一个使相似判据 G 稍微依赖于正在检查之中的特征周期的负波瓣的最大幅度 P_- 的补偿项, 和 Z' 表示一个使相似判据 G 稍微依赖于正在检查之中的特征周期的正波瓣的最大幅度 P_+ 的补偿项。

6. 如权利要求 1 至 5 的任何一条所述的方法, 其特征片在于, 为了更准确地确定正在检查之中的每个周期的两个波瓣的最大幅度 P_- 和 P_+ , 一个根据
25 在每个极大值附近取样数点的近似算法被用来近似计算出极大值。

7. 如权利要求 1 至 6 的任何一条所述的方法, 其特征片在于, 为了更精确地确定正在检查之中的每个周期的两个波瓣的最大幅度 P_- 和 P_+ , 在其采样
30 信号与考虑中的声音信号有关的每个声音信号相漂移的一组分别连续的声音信号上进行一组相继的测量, 以便在所述的各种测量之后获得一组在最大幅度附近产生漂移的取样点。

8. 如权利要求 3 至 7 的任何一条所述的方法, 其特征片在于, 对于正在检

查之中的每个周期，用在预设的理想幅度比附近的、偏离不超过 10 % 的不同理想幅度比对相似判据 G 进行二或三次的计算，和其特征在于如果被计算的相似判据 G 在所有的情况中都小于幅度 G_s 正在检查之中的那个周期被认为是一个特征周期。

- 5 9. 如权利要求 4 所述的方法，其特征不在于，为了为相似判据 G 确定阈值 G_s ，并且为了确定补偿项 Z 的数值，通过改变取样频率 F_s 和被接收声音信号之间的漂移量和使个一个在 0.45 至 1.5 的范围内可变的增益因子，对处在不同流率上的不同气体首先画出一排第一曲线(111)，所述曲线代表被观察特征周期的相似判据 G 的极大值，并画出一排表示关于被观察干扰周期的相似判据 G 的极小值的第二曲线(121)，它们是作为关于补偿项 Z 的各种可能值的函数被画出来的，然后阈值 G_s 和补偿项的数值 Z 作为适用于这排第一曲线(111)和这排第二曲线(121)之间的中间区域的安全边界的函数被选择出来。
- 10

10. 如权利要求 4 或 9 所述的方法，其特征不在于阈值 G_s 在 0.7V 到 1.7V 的范围内，和补偿项 Z 的值位于 0.21V 到 0.25V 的范围内。
- 15

11. 测量位于沿着流体的流动方向上相距一定距离的测量点上的两个传感器之间的流体流速的方法，其中待测流速的量值是通过传感器在两点之间相反发射的两个声音信号分别进行传播时间测量把测量结果组合在一起而得到的，声音相移是由所述声音信号在流体中的传播在每个声音信号中分别产生的结果而被测量出来的。该方法的特征在于对于在两个测量点之间发射的两个声音信号的每一个通过使用权利要求 1 至 10 的任何一条所述的方法测量出各个传播时间。
- 20

说明书

用声音信号零交叉测量声音信号 在流体中传播时间的方法

5

本发明涉及测量声音信号在作为发射器的第一传感器和作为接收器并位于离第一传感器某一特定距离上的第二传感器之间的流体流动中的传播时间的方法，由第一传感器发射的声音信号由在特定声音频率 F_a 上发射的至少一个脉冲组成，由第二传感器接收的声音信号包括一系列其振幅在最初的几个周期内逐渐增加和在接着的几个周期内逐渐减小的特征振动，特征振动的包络线(envelope)是钟状形的，其方法包括在取样频率 F_c 上取样所接收的声音信号，将取样后的所接收声音信号数字化，并通过分析经取样和数字化的所接收声音信号搜寻所接收声音信号的特征振动的第一个有意义的零交叉(zero-crossing)。

10

15

长期以来，人们知道利用沿着流体的流动方向相隔一定距离的两点上放置两个声音传感器，通过测量两个声音传感器之间发射的声音信号的传播，就能得知沿着管道流动的流体的流率(量)。从原理上来讲，由第一传感器朝向第二传感器发射的声音信号是由第二传感器来接收的并能计算出所述声音信号的传播时间 T_d 。类似地，根据所述第二传感器对所述信号的接收也能测量出由第二传感器朝向第一传感器发射的声音信号的传播时间 T_u 。

20

在流动度计中，通过对流体中在两点之间发射的两个声音信号沿着相反方向传播时每个声音信号所产生的声波相移的测量来获得传播时间，把这两个传播时间的测量结果组合在一起就能获得流率。欧洲专利申请第 0 426 309 号描述了这样一种流率测量系统的一个实例，在这个流率测量系统中，接收到的信号经取样并转换成数字形式，通过完成对数字化信号的同步探测来测量声波的相移。

25

当测量在利用两个超声传感器的气流计中流动的气流的速度时，和当超声波的传播速度依赖于气体的性质时，我们有必要测量出在超声波被发射那一时刻和超声波被接收那一时刻之间超声波的传播时间。

30

图 2 显示了宽度为 T 的长方形脉冲信号 S_1 的波形和由脉冲响应组成的信号 S_2 的波形，其中长方形脉冲信号 S_1 是由处在流体的流动过程中第一位

置上的第一超声传感器在时刻 T_0 时发射的, 信号 S_2 是由位于流体的流动过程中远离第一位置的第二位置上的第二超声传感器在时刻 T_1 接收到的, 作为信号 S_1 的图像的脉冲响应构成。

5 由第二传感器接收到的声音信号 S_2 是由一系列其振幅在几个周期中渐增然而渐减的特征振动 O_c 组成, 特征振动的包络线是钟状形的。小振幅的干扰振动 O_p 处在信号 S_2 的特征振动 O_c 之前并紧随其后。为了确定特征振动开始的这一时刻 T_1 , 合适的做法是识别所接收声音信号 S_2 的特征振动 O_c 的第一个有意义的零交叉。

10 图 3 是图 2 的局部放大图形, 它显示了作为在特定声音频率 F_a 上发射的长方形脉冲 S_1 的图像被接收的声音信号 S_2 的一个例子。

为了用已知的方法确定特征振动 O_c 的起始点, 我们设置一个接收到的声音信号 S_2 的电平与之比较的电压阈值 V_s , 这个比较是在接收到的模拟信号在例如声音频率 F_a 的整数倍的取样频率 F_c 上完成取样后获得的数字化信号上完成的。

15 在这种情况下, 接收的信号幅度与电压阈值 V_s 相交叉的那一点被认为是时刻 T_2 , 并且识别出零交叉之前(或之后)的时刻, 然后将这一时刻确认为接收的声音信号 S_2 的特征振动 O_c 的起始时刻 T_1 。

被接收的声音信号 S_2 的特征振动 O_c 作为气体性质的函数无论可能被放大或缩小到什么样的程度这种测量方法可能导致误差。由此, 图 4 显示了对应于氮(N_2)的接收声音信号波形的曲线 S_{21} 和对应于二氧化碳和甲烷混合物(CO_2/CH_4)的接收声音信号波形的曲线 S_{22} 。可以看出, 曲线 S_{21} 在时刻 T_4 与电压阈值 V_s 相交叉, T_4 启动了之前的在 T_3 时刻的零交叉点的识别, T_3 被合适地认为是特征振动 O_c 的开始标志。然而, 还可以观察到, 与曲线 S_{21} 同相的曲线 S_{22} 在时刻 T_6 与电压阈值 V_s 相交叉, 这一时刻 T_6 要晚于时刻 T_4 并且在接收的信号中相对应于 T_4 移动了一个周期 T_R 的量值。于是, 对于曲线 S_{22} 来说, T_5 被识别为是紧在时刻 T_6 阈值交叉点前的零交叉点, 并被认为

20 是曲线 S_{22} 的特征振动 O_c 开始时刻的标志。庆幸的是, 正如图 4 所示的, 曲线 S_{22} 有一个负向的波瓣, 这个波瓣只接近电压阈值 V_s 的数值而并没有达到所述的阈值或与之交叉。

30 由于接收的信号 S_2 的放大或衰减作为气体性质的函数而发生变化, 传统的测量所接收信号的特征振动中的第一零交叉的时间的方法可能产生多个

周期或少一个周期的误差，这样明显地降低了测量精度。

本发明企图弥补上述的不是并有可能降低测量被接收的声音信号的零交叉时间的方法相对于信号中波形变化和相对于任何外部干扰的敏感度，这些外部干扰可以通过监视阈值交叉的简单方法探测到并可能导致错误的测量。

5 根据本发明，这些目的均能通过测量声音信号在作为发射器的第一传感器和作为接收器并位于离第一传感器某一特定距离上的第二传感器之间的流体流动中的传播时间的方法来达到，其中由第一传感器发射的声音信号是由在特定的声音频率 F_a 上发射的至少一个脉冲组成，和由第二传感器接收的声音信号包括一系列其振幅在最初几个周期中渐增和在随着几个周期中渐减的特征振动，特征振动的包络线是钟状形的，其方法包括在取样频率 F_s 上取样所接收的声音信号，将取样后的所接收声音信号数字化，并通过分析经取样和数字化的所接收声音信号搜寻所接收声音信号的特征振动的第一个有意义的零交叉，该方法的特征在于，为了搜寻所接收声音信号的特征振动的第一个有意义的零交叉，一个理想的特征第一周期被最初定义为用来确定所接收声音信号的特征振动的第一个零交叉，所述的理想周期是由所述周期中的两个波瓣的最大幅度 P_i, P_{i+} 和之间的一个理想幅度比 Δ 来刻划的，然后，对于被取样和被数字化的所接收声音信号的每一个周期，检查之中的那个周期的两个波瓣的最大幅度 P 和 P_+ 被确定下来，所述幅度 P 和 P_+ 的比值与理想周期相对应的理想幅度的比值相比较，然后，如果比较的结果大于阈值 G_s ，那么正在检查的这个周期被当作与噪音相对应的干扰周期，而如果比较的结果小于所述阈值 G_s ，那么正在检查的周期被认为是特征周期。在这种情况下，所述特征周期的两个波瓣之间的零交叉被确定下来，这个零交叉被确定为是所接收声音信号的特征振动的第一个有意义的零交叉。

25 所述理想周期中两个波瓣的最大幅度 P_i 和 P_{i+} 之间的理想幅度比 Δ 最初根据从接收的声音信号的记录中观察到的特征周期中最大幅度 P 和 P_+ 之间的比率的平均值确定下来，用于一组处在不同流率上的不同气体。

所接收声音信号的第一理想特征周期中两个波瓣的最大幅度 P 和 P_+ 之间的幅度比 Δ 作为气体性质的函数几乎保持常数并且不依赖于增益因子。通过选择基于所述比率 Δ 的比较判据，有可能大大地降低测量对气体性质的依赖性，并由此提高测量的精度和可靠性。

在本发明的第一个实施例中，正在检查中的那个周期的幅度 P 和 P_+ 的比率与理想周期相对应的理想幅度比 Δ 之间的比较是通过计算一个相似判据 G 来完成的，其中相似判据 G 是与阈值 G_s 相比较而得的结果并由下式定义：

$$G = \left| \frac{(P_-) - \Delta(P_+)}{(P_-)} \right|$$

在本发明的第二个实施例中，正在检查中的那个周期的幅度 P 和 P_+ 的比率与对应于理想周期的理想幅度比 Δ 之间的比较也是通过计算一个相似判据 G 来完成的，这个相似判据 G 是与阈值 G_s 相比较而得的结果并由下式定义：

$$G = \left| \frac{(P_-) - \Delta(P_+)}{(P_-) - Z} \right|$$

这里 Z 表示一个使相似判据 G 稍微依赖于正在检查中的特征周期的负波瓣的最大幅度 (P_-) 的补偿项。

在所述第二个实施例中，能够探测到淹没在噪声之中的与相似判据或样模 G 相似的波形的风险是有限的。

在本发明的第三个实施例中，为了进一步降低探测到低幅度的相似周期的可能性，正在检查中的那个周期的幅度 P 和 P_+ 的比率与对应于理想周期的理想幅度比 Δ 之间的比较通过计算下面的相似判据 G 来完成，这个相似判据 G 是与阈值 G_s 相比较而得的结果并由下式定义：

$$G = \left| \frac{(P_-) - \Delta[(P_+) - Z']}{(P_-) - Z} \right|$$

这里 Z 表示一个使相似判据 G 稍微依赖于正在检查中的特征周期的负波瓣的最大幅度 (P_-) 的补偿项，和 Z' 表示一个使相似判据 G 稍微依赖于正在检查中的特征周期的正波瓣的最大幅度 (P_+) 的补偿项。

为了避免在确定每一个被检查周期的两个波瓣的最大幅度 P 和 P_+ 所带来的误差，这里误差可能由于存在于被接收声音信号和取样信号之间的相移引起，有可能使用一种根据在每个极大值附近取数个点来近似计算出极大值

(绝对值)的算法, 这样可以对 P 和 P_+ 值得到更好的精度。

更进一步, 为了达到避免这样误差的目的, 当所接收的声音信号可重复时, 对一组依次的声音信号分别完成一组相继的测量, 取样信号相对于与检查之中的声音信号相关的每个声音信号发生了相移以便获取一组在极大值

5 附近偏移的取样点。

在也有可能降低探测到低幅度的相似周期的可能性的变通的实施例中, 通过使用接近于预定理想幅度比和偏差不超过 10 % 的不同理想幅度比
对每个被检查的周期完成二至三次的相似判据 G 的计算, 并且如果所计算的相似判据 G 总是小于阈值 G_s , 那么正在检查中的周期被认为是特征周期。

10 为了对相似判据 G 确定阈值 G_s , 并且为了确定补偿项 Z 的量值, 通过改变取样频率 F_e 和被接收声音信号之间的漂移量和应用一个在 0.45 到 1.5 之间的范围内可变的增益因子, 对处于不同流速的不同气体首先画出一排第一曲线, 所述曲线代表用于被观察特征周期的相似判据 G 的最大值, 和类似地画出代表用于被观察干扰周期的相似判据 G 的最小值的一排第二曲线, 它们
15 是作为关于补偿项 Z 的不同可能值的函数被画出来的, 阈值 G_s 和补偿项 Z 作为适用于这排第一曲线和这排第二曲线之间的中间地带的安全边界的函数被选择出来。

借助于实例, 阈 G_s 的值可能位于 0.7V 到 1.7V 的范围内, 和补偿项 Z 的值可能位于 0.21V 到 0.25V 的范围内。

20 本发明有效地适合于测量位于沿着流体流动方向相距一定距离的测量点上的两个传感器之间的流体流速的方法, 其中待测量的流速的量值是通过
对传感器在两点之间相向发射的两个声音信号分别进行传播时间测量把测量结果组合在一起而得到的, 声音相移是由所述声音信号在流动流体中的传播在每个声音信号中分别产生的结果而被测量出来, 各个传播时间是通过使
25 用本发明中的方法对在两个测量点之间发射的两个声音信号的每一个测量出来的。

本发明的其它特征和优点从下面结合附图的具体实施例的描述中体现出来。

30 图 1 是一个本发明可应用其中的现有技术的气体测量装置的整个方块图;

图 2 是显示已知的用来确定声音信号在流体介质中的传播时间的方法的

原理图；

图 3 是图 2 的局部放大图，用来说明已知的通过将接收信号与阈值进行比较来确定声音信号的传播时间的原理；

5 图 3a 是类似于图 3 的图形，用来显示在已知的通过零交叉手段来确定声音信号的传播时间的方法中如何在一个取样信号上完成操作的；

图 4 显示了一组类似于图 3 中所画的曲线的两条曲线，用来显示在已知的根据接收信号与阈值进行比较来确定声音的传播时间的方法中出现误差的风险；

10 图 5 显示了本发明用来确定声音信号在流体介质中的传播时间的方法所实施的原理；

图 6 是显示能够使所选择的参数值适合于实现本发明的方法的曲线族图形；和

图 7 是显示在本发明的方法中一个实例的各种步骤的流程图。

15 在利用超声来测量流体的流速的测量方法中各种类型的电子线路都能够被用来测量流体。图 1 就是这样一种电子线路的一个实例的方块图，电子线路与两个间隔一定距离位于象气体那样的流体可在其中流动的导管 3 中的超声传感器 1 和 2 相连接，两个传感器 1 和 2 与包括两个开关 5 和 6 的开关模块 4 相连接，开关 5 和 6 使得每个传感器均可交替地用作发射器和接收器。发射器模块 14 和接收器模块 17 分别与开关模块 4 的开关 5 和 6 相连接。发射器模块 4 包括一个运算放大器 16 和一个数模转换器 15。接收器模块 17 包括至少一个放大器 18 和一个模数转换器 19，它同时取样和数字化所接收的信号。电源 7 和电源控制模块 8 具体地连接在发射模块 14 和接收模块 17 上，并且还连接在开关模块 4 和微控制器 10 上。微控制器 10 具体包括一个晶体时钟 9、一个算术和逻辑单元、读/写和只读存储电路，还具有与显示电
20 路 13、可重写只读存储器 12 和一个 RS 232 型串行连接器 11 协同操作的能力。

30 用于一个分布网络上每个用户的气量计需要具有相同的精确度、可靠性和尽可能地便宜。这些限制迫使我们有必要避免使用昂贵的部件、为安全起见只使用小型的、长寿命的等容量的电池组，并且使用确保高精度和高可靠性的测量方法来完成计算，而同时要保持足够简单以便从能量角度上来考虑是经济实惠的。

通过使用两个位于导管中沿着流体的流动方向相隔一定距离放置的超声传感器，下面所说明的本发明的测量方法因而有效地应用到用来测量气流的流速的测量装置上，并适用于测量所述流体的损耗。举例来说，超声传感器可以在大约 40KHz 的声音频率 F_a 上工作和所接收的声音信号可以在 5 320KHz 的频率 F_e 上被有效地取样，这个频率是频率 F_a 的八倍。

取样频率 F_e 最好等于声音频率 F_a 的整数倍。然而，频率 F_e 也可以是一些其它值。当 F_e 的值太低时(无论是否是 F_a 的倍数)，最好使用一些特殊的方法，例如，在声音信号的每个周期的极大值(绝对值)附近使用一种近似算法，或实际上对在每一个与正在检查之中的声音信号相关的事件上发生相移的 10 取样信号完成一组相继的测量，以便获得涉及最大幅度值(绝对值)的更高精确度。这些方法将在下面进行描述。

当 F_e 的值足够高时，这些方法的使用就没有必要了。

由该传感器发射的声音信号由诸如在特定声音频率 F_a 上发射的脉冲构成。例如，这个脉冲可以是长方形的。也可能发射一组脉冲。

15 一般来说，在导管中流体的流率可以写成： $\Phi = (SL/2)(T_r - T_d)/T_u \cdot T_d$
其中

S 是两个声音传感器之间为流动提供通道的平均横截面；

L 是传感器之间的距离；

T_d 是第一传感器(上游传感器)沿着流动方向发射声音信号直到所述声音 20 信号被第二传感器(下游传感器)接收到之间的传播时间；和

T_u 是第二传感器(下游传感器)逆着流动方向发射声音信号直到所述声音信号被第一传感器(上游传感器)接收到之间的传播时间。

25 如果这个流率测量也利用了由于传感器发射的每个声音信号在气(液)流中的传播在每个声音信号中产生的声音相移的测量，那么，导管中流体的流率也可以写成：

$$\Phi = (SL/4 \pi F_a)(2 \pi [F_a(T_u - T_d)] + (\phi_d - \phi_u))/T_u \cdot T_d$$

其中 S、L、 T_d 和 T_u 与上面所述的意思相同， ϕ_d 和 ϕ_u 分别表示由于所述信号的传播在声音信号的每一个中产生的声音相移，和 F_a 表示所述声音信号的频率。

30 更具体地说，传播时间 T_u 和 T_d 可以分别写成如下形式：

$$T_u = L/(C - V)$$

$$T_d = L/(C + V)$$

这里 C 和 V 分别表示声音信号的传播速度和气体的流速。

对于给定的气体组分，由于传播速度 C 主要依赖于温度，当进行流率测量时温度会稍有变化，于是项 T_u 和 T_d 也会稍有变化，这种项可以在相对低的频率上被计算出来。然而，一旦进行绝对传播时间的测量，那么，在所述测量中获得的精度会直接带入到流率测量的精度当中。因此，有必要避免在这种测量中存在的漂移。

例如，如果在流率上所要求的精度为 1 %，那么测量传播时间的精度必须接近 0.5 %，这个精度对应于在两个传感器之间使用普通气体和常规长度 L (例如： $L = 150\text{mm}$ 和气体是甲烷) 时共传播时间的误差要少于 $2 \mu\text{s}$ 。

在测量传播时间 T_u 和 T_d 的“零交叉方法”中，由每个传感器发射的声音信号的传播时间 (T_{uPZ}) 和 (T_{dPZ}) 一直测量到零交叉已经被探测到，和实传播时间 T_u 和 T_d 从 $T_u = (T_{uPZ} - T_0)$ 和 $T_d = (T_{dPZ} - T_0)$ 中推算出来，这里 T_0 是一个常数，从中减去是为了获得在气体中的传播时间，并且 T_0 只依赖于传感器和电子线路的特性。

图 3a 显示了使用图 1 所示的那种类型的装置时对每个被接收超声信号在已知方法中所完成的零交叉测量方法。

所接收的信号由给定增益的放大器 18 来放大，然后在转换器 19 中被同时取样和数字化。在所讨论的实例中，取样是在可以等于 $8F_a$ 的频率 F_c 上完成的，例如，如果 F_a 等于 40kHz ，那么取样频率 F_c 是 320kHz 。

存储在微控制器 10 的只读存储器中、使测量被执行的指令能够使被接收信号的幅度值处在取样点上，这个数值存储在读/写存储器中，并与对应于阈 V_s 的预定值相比较，并在取样点的幅度值之中进行一次搜索寻找紧随幅度值大于阈值的 A 点之后的第一个点。

从这一点开始，在表示超声信号的曲线中寻找下一个零交叉。为了做到这一点，两个相继的取样点 B 和 C 被确定下来，这两点分别位于曲线的幅度穿过零值的那一点的两边，在 B 和 C 之间进行线性内插确定出点 D，因此也就测量出了零交叉时间 T_{pz} 。

在各种各样的实施例中，正如上述图 3 和 4 中所示的，我们也有可能在此所述曲线通过阈值之前搜索到表示超声信号的曲线的最后一个零交叉。

本发明企图改善用测量零交叉时间来确定信号传播时间的方法。

正如上面图 3 和 4 所涉及的，只将在被接收声音信号的取样点上的电压幅度值与阈电压 V_s 进行比较可能引起确定零交叉时间 T_{pz} 的误差，因而引起确定声音信号的传播时间的误差。在图 4 中尽管对于氮气组成的气体相对应的信号相关联的曲线 S_{21} 的零交叉时间 T_3 是正确的，而对于二氧化碳和甲烷组成的混合气体相对应的信号相关联的曲线 S_{22} 的零交叉时间却是不正确的和过于偏大。

本发明的方法有可能避免那种类型的误差，和总的来说降低零交叉时间测量方法对波形的变化和对可能存在的、如果被探测到将引起测量误差的外部干扰的敏感度。

根据本发明，当搜寻被接收声音信号 S_2 的特征振动 O_c 的第一个有意义的零交叉时，一个理想的第一特征周期被首先定义下来，它有别于构成噪音的低幅度干扰振动，和它决定了被接收信号 S_2 的特征振动 O_c 的第一个零交叉。这个理想的周期是由所述理想周期的负和正波瓣的最大幅度值 P_{i-} 和 P_{i+} 之间的幅度比 Δ 来刻划的。

接收待分析的声音信号 S_2 后，这个信号以传统的方式被取样和数字化，对于经取样和数字化的被接收声音信号的每一个周期都确定出检查中的那个周期的负和正波瓣的最大幅度值 P_- 和 P_+ 。为了做到这一点，我们没有必要考查在这个周期中取样的所有点，检查中的那个周期的负和正波瓣的最大值(绝对值) P_- 和 P_+ 通过只搜索这些极值附近就能被确定下来。

不管怎样，应该观察到在被接收的声音信号和取样信号之间存在着相移。因此，作为所存在的相移的函数，取样点将或多或少真实地表示负和正波瓣的最大值(绝对值) P_- 和 P_+ 。

为了弥补这个问题，有可能利用一种算法依据在最大值附近取样的点来近似求出最大值(绝对值)以便得到所述最大值的真值的一个估计而不管在被接收声音信号和取样信号之间所存在的相移。例如，有可能应用常规的多项式近似算法。上面产生的问题也可以通过增大取样频率来进行解决。

然而，当本发明的方法应用在用电池组作为动力的液量计时，有必要将该方法的功率损耗降低到尽可能地低，而这个要求是与提高取样频率不相容的。

况且，高的取样频率要求使用更为昂贵的时钟。有利于解决上述问题而同时遵循对功率损耗和价格约束的解决方案在于(当声音信号在对一组依次

测量的整个时间上可重复时)对一组依次沿着同一传播方向发射的声音信号分别完成一组相继的测量,而每当进行一个新的测量时移动与声音信号相关的取样信号的相位以便从各种测量中获得一组在负和正波瓣的最大幅度 P_- 和 P_+ 附近漂移的取样点。例如,第一次测量可以通过对被接收的声音信号正常
5 取样来完成,然后,第二次测量可以在第二个声音信号上通过将所述第二个声音信号相关的取样信号移动一个确定值 $1/2 F_0$ 来完成。

因此,有可能在第二个声音信号和随后的声音信号上完成一组相继的相移(对于 n 次相移每个值为 $(1/n)F_0$)以便在最大值附近获得更多的取样点,从而甚至取得关于最大幅度 P_- 和 P_+ 的更高精度。将近似求极值(绝对值)的算法
10 的使用与所述的解决方案组合在一起以便更进步提高精度也是有利的。

此后,对所述最大幅度值 P_- 和 P_+ 的比率与关于理想周期的相对比率进行比较。

如果比较的结果大于阈值 G_s ,那么就认为正在检查中的周期是一个与噪音相对应的干扰周期,并继续分析下一个周期。

15 如果比较的结果小于阈值 G_s ,那么就认为正在检查中的那一个周期是一个特征周期。

然后,有可能以可靠的方式确定与正在检查中的那个周期相连系的零交叉。这个被认作为被接收声音信号的特征振动的第一个有意义的零交叉的零交叉可能是有利地位于特征周期的正和负波瓣之间的零交叉。

20 图 5 显示了具有其振幅有最大值 P_+ 的正波瓣和其振幅有最大值 P_- 的负波瓣的周期 ΔT 的第一特征振动 O_{ca} 。与这个第一特征振动 O_{ca} 的周期 ΔT 相连系的零交叉定义了与时间 T_7 相对应的零交叉时间。

在被接收声音信号的正在检查之中的那个周期的两个波瓣的最大振幅 P_- 和 P_+ 之值之间的比率构成了一个依赖于气体性质的比较判据。因此,电子
25 线路的老化可能造成增益的改变而并没有对这个最大幅度 P_- 和 P_+ 之间的比率产生什么影响。因而被接收声音信号的波形能够用简单的方式识别出来。于是限制了功率的损耗,这是因为比较是唯一地在波瓣的最大幅度 P_- 和 P_+ 之间的比率与一个理想特征周期的两个波瓣的最大幅度 P_- 和 P_+ 之间的理想幅度比 Δ 之间完成的。

30 理想的幅度比 Δ 最初从一组不同的气体和处在不同的流率上,对在通过记录被接收声音信号所观察到的特征周期的最大幅度 P_- 和 P_+ 之间的比率求

平均来确定的。

在具体的实施例中，在正在检查之中的那个周期的幅度 P_- 和 P_+ 的比率和相应的理想周期的幅度比之间的比较是通过计算相似判据 G 来完成的，其中相似判据 G 是由与阈值 G_s 相关的比较结果构成，它由下式定义：

$$G = \left| \frac{(P_-) - \Delta(P_+)}{(P_-)} \right|$$

通过考虑被接收声音信号的一个周期的两个波瓣的最大幅度比来完成比较，参考理想幅度比 Δ 并不受气体性质或放大被接收信号的整个环节的增益的影响。这有利于简便的测量。

然而，会发生这样的情况，由噪声组成的信号的干扰周期包括了与比较判据 G 所定义的波形相似的波形。为了使特征周期的探测较不敏感于考虑埋在噪声中的相似波形和并不构成被接收信号中的特征振动的第一个周期 O_{ca} 的风险，我们可以使相似判据稍微依赖于振幅 P_- 。

因此，在另一个具体实施例中，在正在检查之中的那么周期的幅度 P_- 和 P_+ 的比率和对应于理想周期的幅度比之间的比较通过计算下面的相似判据 G 来完成，其中相似判据 G 是由与阈值 G_s 相比较的结果构成并定义如下：

$$G = \left| \frac{(P_-) - D(P_+)}{(P_-) - Z} \right|$$

这里 Z 表示一个使相似判据 G 稍微依赖于正在检查之中的那个特征周期的负波瓣的最大幅度值 (P_-) 的补偿项。

在这种情况下，当幅度 P_- 接近于补偿项 Z 时判据 G 的分母变得非常小。如果补偿项 Z 有一个稍微大于噪声的最大幅度(例如大约 0.20V 至 0.25V)的数值，那么这就有可能更迅速地舍弃掉被接收信号的干扰周期。

为了确定需要与相似判据 G 相比较的 G_s 值和补偿项 Z 的值，一排第一曲线被画出来表示被观察特征周期的相似判据 G 的最大值，和一排第二曲线被画出来表示被观察干扰周期的相似判据 G 的极小值，它们是作为关于补偿项 Z 的各种可能值的函数被画出来的，并且阈值 G_s 被选择，如同通过选择阈值 G_s 和作为在第一排曲线和第二排曲线之间的中间地带的安全点边界的函数的补偿项 Z 的值为补偿项 Z 选择值一样。

举例来说，在图 6 中曲线族 111 和 121 是通过变动取样频率和信号之间的漂移和通过应用一个在 0.45 到 1.5 范围内变化的增益因子获得的，所考虑的气体是甲烷和由 20 % 二氧化碳和 80 % 氮气组成的混合气体，和测量是在 0 至 7^{m3}/h 范围内的流率上完成的。

5 这排曲线 111 和 121 使得我们有可能为作为这些数值所期望的安全边界的函数的补偿次 Z 和阈值 G_s 选择出数值来，根据图 6，可以看出，我们有可能为 G 选择出一个，例如，在大约 0.7V 和 1.7V 之间的数值，为补偿项 Z 选择出一个，例如，在 0.21V 和 0.25V 之间的数值。

10 例如，如果下一个选择使得 $G_s = 2V$ 和 $Z = 0.22V$ ，那么对 Z 的安全边界位于 0.20V 到 0.25V 的范围内而对 G_s 的安全边界位于 1V 到 4V 的范围内。实际上，在这个例子中，如果 $G < G_s = 1.5$ ，那么正在检查之中的这个周期将被认为是具有特征的。

因此，在具体的实施例中，对正在检查之中的周期的幅度 P_- 和 P_+ 的比率与相应于理想周期的幅度比之间的比较是通过计算下面的相似判据 G 来完成的，其中相似判据 G 是由与阈值 G_s 相比较的结果构成的并由下式定义：

$$G = \left| \frac{(P_-) - \Delta[(P_+) - Z']}{(P_-) - Z} \right|$$

20 这里 Z 表示一个使相似判据 G 稍微依赖于正在检查中的特征周期的负波瓣的最大幅度值 (P_-) 的补偿项，和 Z' 表示一个使相似判据 G 稍微依赖于正在检查中的特征周期的正波瓣的最大幅度值 (P_+) 的补偿项。

这样使我们有可能降低对低幅度的相似周期的敏感度而并没有明显地增加计算的复杂性，还使我们有可能将放大器环节的增益降低到低至 0.35 的数值，因而节省了电能。

25 在另一个变通的实施例中，不考虑用来选择相似判据 G 的公式，通过使用接近于预定理想幅度比并且偏差不超过 10 % 的不同的理想幅度比对每个被检查的周期完成二至三次的相似判据 G 的计算，如果所计算的相似判据 G 在所有情况中都小于阈值 G_s ，那么正在检查中的周期被认为是特征周期。

图 7 是显示本发明的方法所实施的工作过程的一个实例的流程图。

30 如果取样是在八倍于传感器的声音频率 F_a 的频率 F_c (例如，320KHz) 上加以考虑的，那么被取样的信号在被接收信号的每个周期内将有八个点。

就被接收的声音信号具有周期性振荡的形式而论，额外的最小值和最大值所在的位置是已知的，因而避免了考查所有取样点的必要性。

因此，在初始化步骤 201 之后，在步骤 202 中该方法开始寻找下一个局部最小值(幅度为 P_-)。在这个步骤 202 中，使用了包括补偿项 Z 的相似判据 G ，和只有在幅度 P_- 大于(绝对值)补偿项 Z 的情况下才保留局部第一极小值。当这个第一局部极小值已经找到时，该方法进入步骤 203，步骤 203 的任务是在离前面极小值为半个周期 $T/2$ 的位置附近搜寻最大幅度周期 P_+ 。

在下一步骤 204 中，使用前面寻找到的、关于正在检查之中的至少有一个绝对值大于补偿项 Z 的极小值的那个周期的极小值 P_- 和极大值 P_+ 的数值计算出相似判据 G 的数值。

在步骤 205 中，在所计算的判据 G 的数值和阈值 G_s 之间进行比较测试。

如果对于正在检查之中的那个周期得出 $G \geq G_s$ ，那么我们就认为这个周期是干扰周期，该方法返回到步骤 202 重新寻找一个新的局部极小值。

如果，对于正在检查之中的那个周期得出 $G < G_s$ ，那么这个周期就被认为是一个特征周期，该方法进入步骤 206，步骤 206 用来在被接收信号的幅度中确定出下一个零交叉，这个零交叉将形成位于局部极大值 P_+ 和局部极小值 P_- 之间的零交叉，因此它是在被接收声音信号中特征振动 O_c 的真正起点。

一点时间之后对一次新的测量重复相同的过程以确定一个超声信号的传播时间。

说明书附图

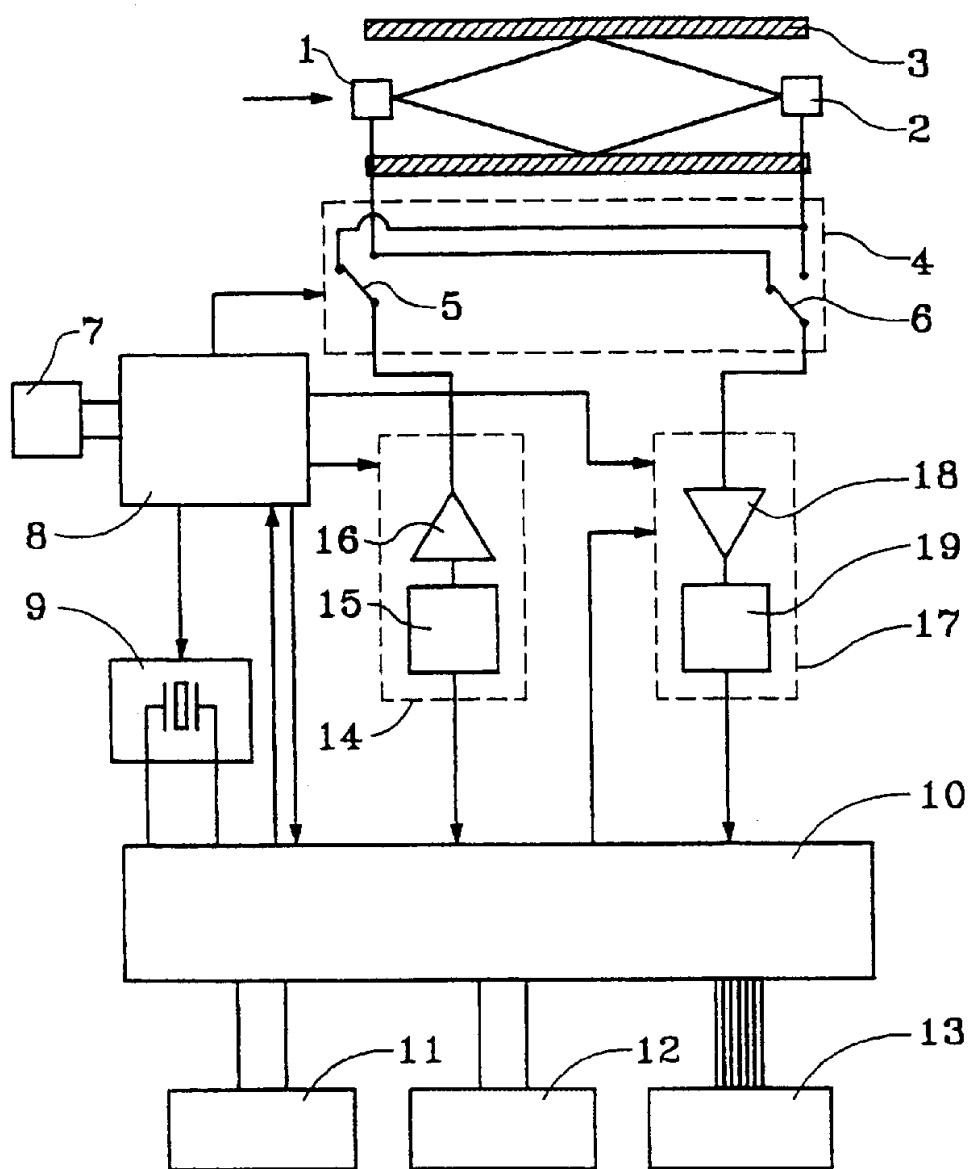


图 1

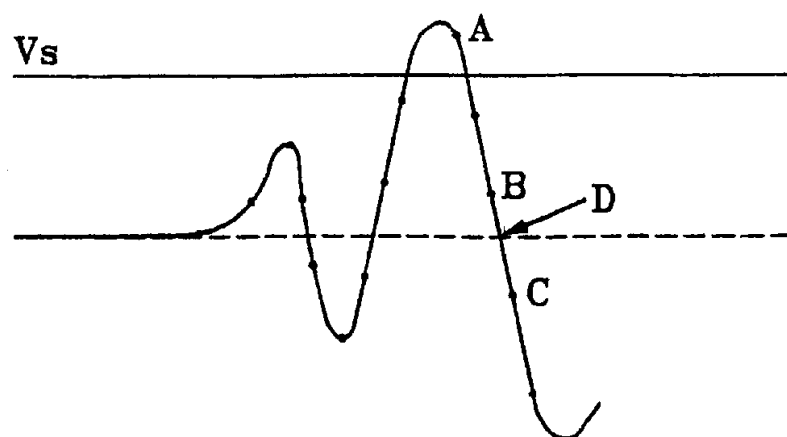


图 3b

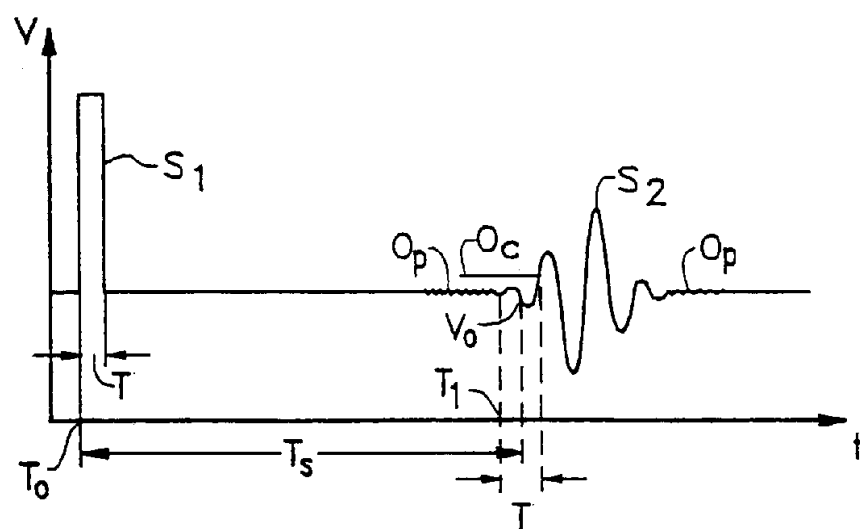


图 2

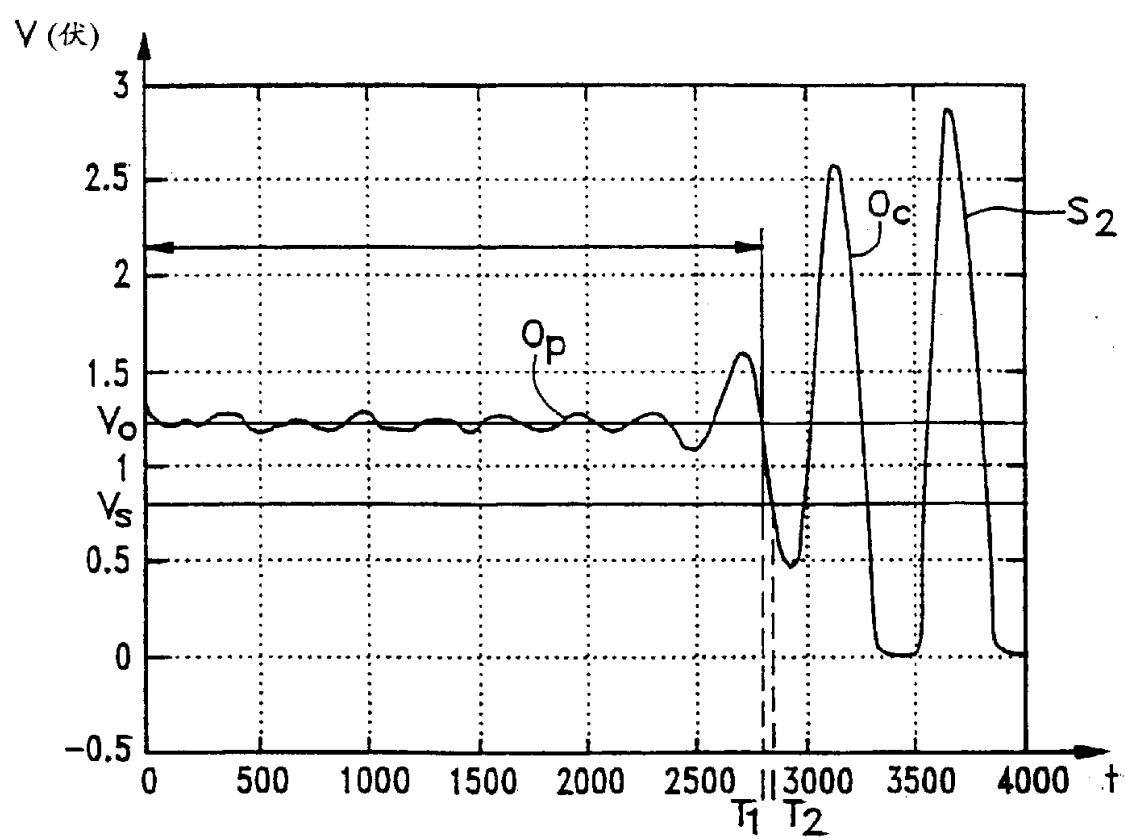


图 3a

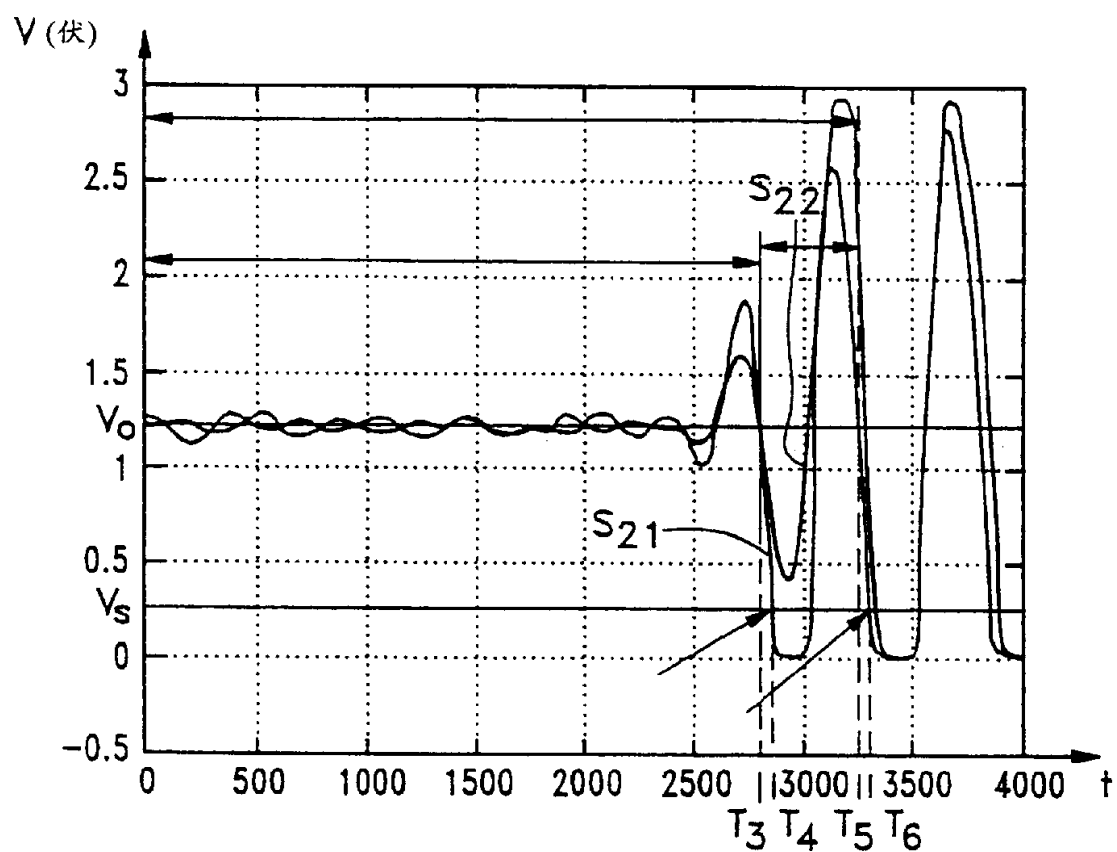


图 4

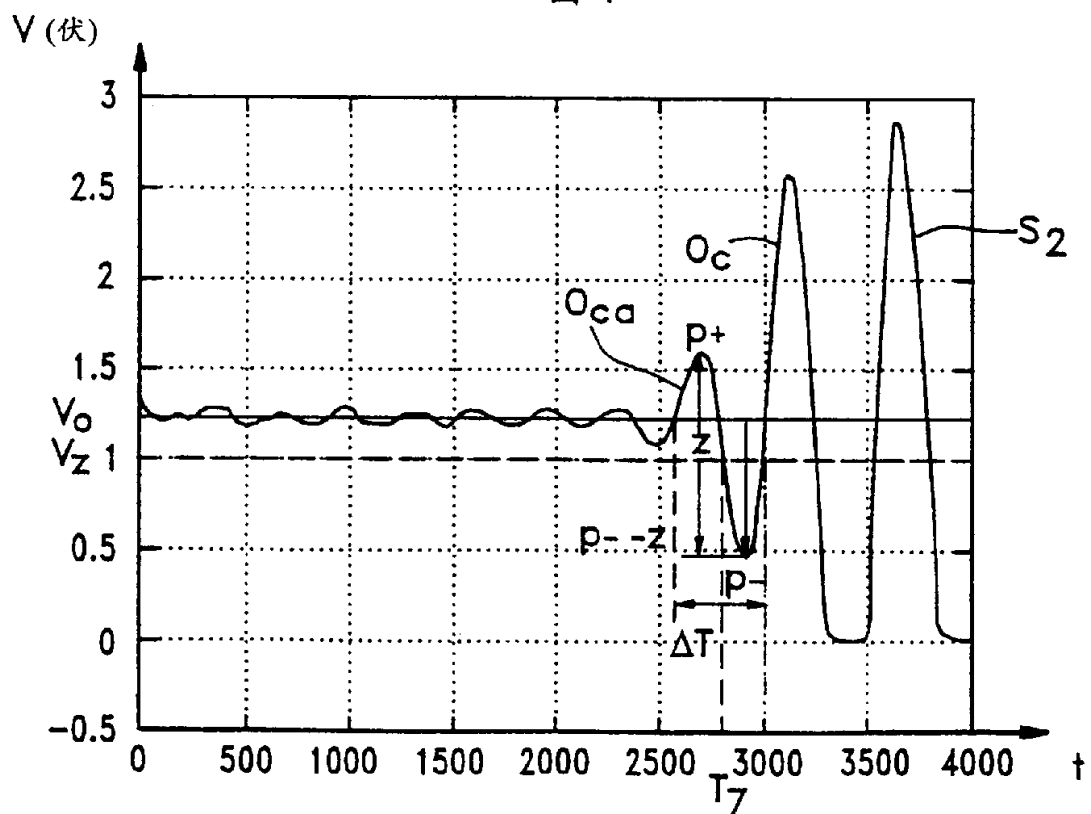


图 5

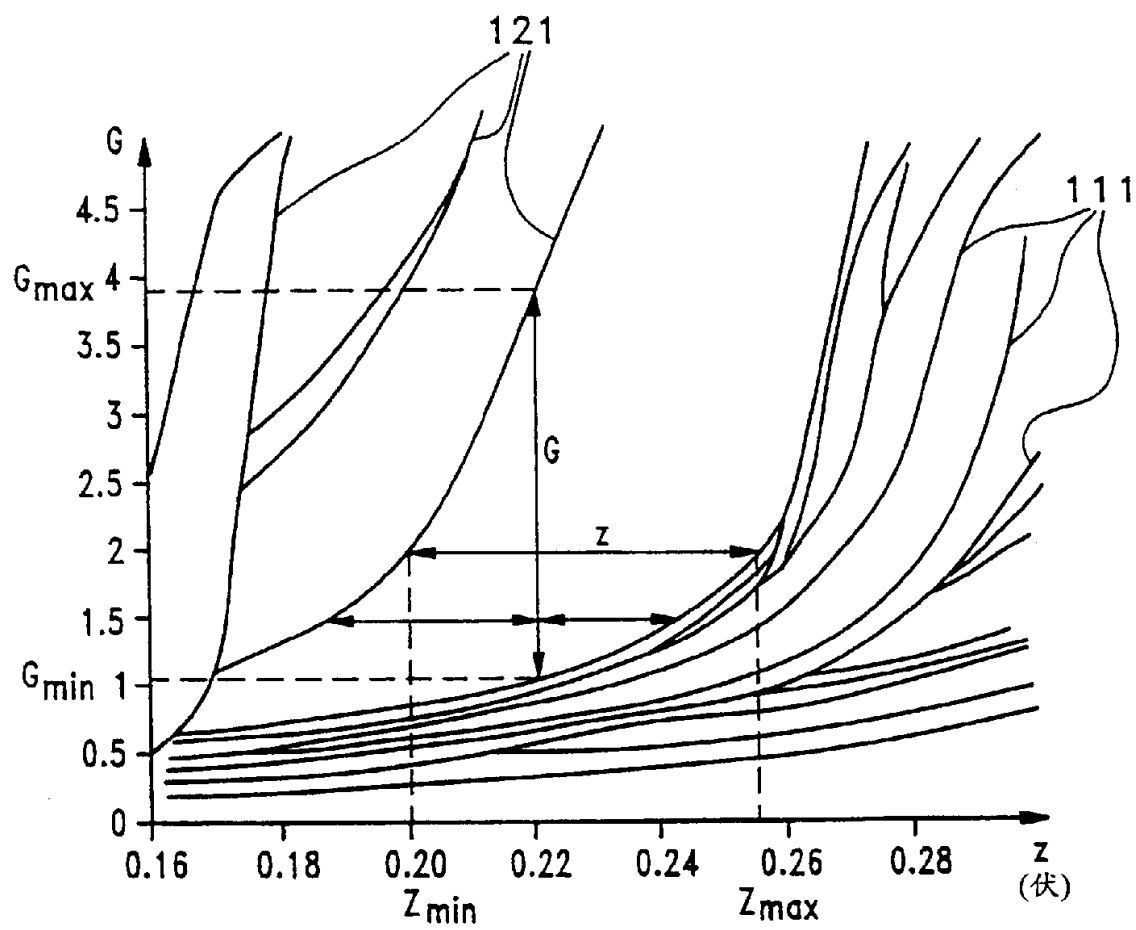


图 6

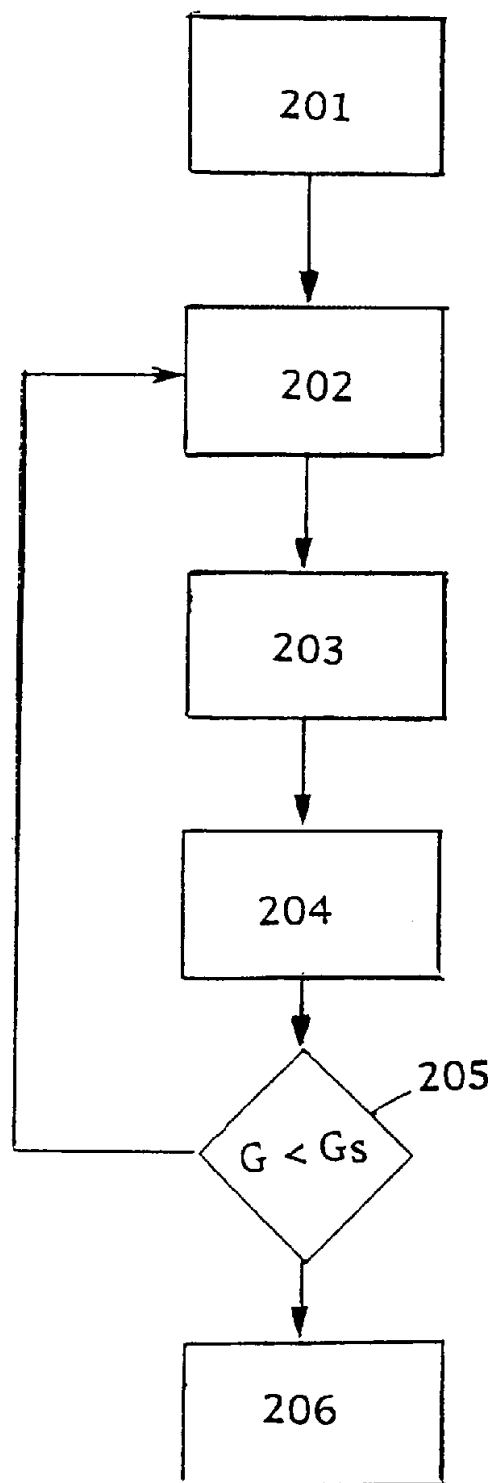


图 7