



[12] 发明专利说明书

[21] ZL 专利号 98808780.4

[45] 授权公告日 2003 年 10 月 1 日

[11] 授权公告号 CN 1122963C

[22] 申请日 1998.7.3 [21] 申请号 98808780.4

[30] 优先权

[32] 1997. 7. 11 [33] US [31] 08/890,768

[86] 国际申请 PCT/SE98/01319 1998.7.3

[87] 国际公布 WO99/03091 英 1999.1.21

[85] 进入国家阶段日期 2000.3.2

[71] 专利权人 艾利森电话股份有限公司

地址 瑞典斯德哥尔摩

[72] 发明人 K·P·海恩德尔

J·A·J·拉斯姆松

审查员 杨艳兰

[74] 专利代理机构 中国专利代理(香港)有限公司

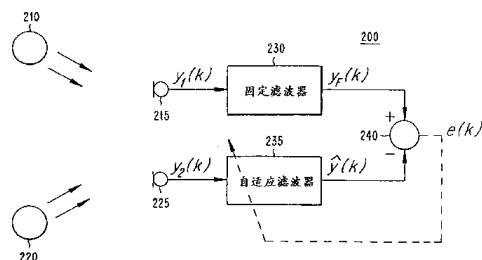
代理人 陈 霁 王忠忠

权利要求书 5 页 说明书 16 页 附图 4 页

[54] 发明名称 用于测量多个传感器处的信号电平和延迟的方法与装置

[57] 摘要

用于计算多个传感器之间的自动增益和时间延迟的方法和装置。在示例实施方案中,其中一个传感器被看作涉及被测量到的信号值的参考传感器,该过程被假设为窄带处理。涉及同一测量值的附加传感器中的相对增益和相对时间延迟被基于自适应滤波算法而自动计算出来。有利的是,所揭示的实施方案被利用标准的数字信号处理元件来实现。



1. 一种信号处理设备, 包括:
第一信号传感器;
5 输入被连接到所述第一传感器的输出端的第一滤波器;
第二信号传感器;
输入被连接到所述第二传感器的输出端并且具有可调的滤波特性的第二滤波器;
求和设备, 其第一输入端被连接到所述第一滤波器的输出端, 第
10 二输入端被连接到所述第二滤波器的输出端, 其中所述第二滤波器的可调滤波特性依据求和设备的输出被调整;
用于计算涉及所述第一和第二传感器的至少一个参数的估计值的处理器, 其中的估计值被按照所述第一滤波器的滤波特性的函数和所述第二滤波器的可调滤波特性的函数来计算。
15 2. 根据权利要求1的信号处理设备, 其中的所述处理器计算所述第一和第二传感器之间相对于信号源的相对时间延迟和相对缩放因子的估计值。
3. 根据权利要求1的信号处理设备, 其中所述第一滤波器, 所述第二滤波器, 所述求和设备 and 所述处理器被利用数字信号处理器 (DSP)
20 集成电路 (IC) 来实现。
4. 根据权利要求1的信号处理设备, 其中所述第一滤波器, 所述第二滤波器, 所述求和设备 and 所述处理器被利用专用集成电路来实现 (ASIC)。
5. 根据权利要求1的信号处理设备, 其中所述信号处理设备是一个
25 个电话, 其中所述第一和第二传感器是麦克风。
6. 根据权利要求1的信号处理设备, 其中所述信号处理设备是无线电收发机, 其中第一和第二传感器是天线元件。
7. 根据权利要求1的信号处理设备, 其中所述第一滤波器是一个具有固定滤波特性的有限脉冲响应 (FIR) 滤波器。
30 8. 根据权利要求1的信号处理设备, 其中所述第一滤波器的滤波特性包括至少一个在通带的中心频率给出单位增益和零相位的通

带。

9. 根据权利要求 1 的信号处理设备, 其中所述第一滤波器的滤波特性包括被设置使得所述第一滤波器的噪声增益最小的系数。

10. 根据权利要求 1 的信号处理设备, 其中所述第一滤波器的滤波特性包括被调整使得所述第一滤波器的信噪比最佳的系数。

11. 根据权利要求 1 的信号处理设备, 其中所述第二滤波器的可调滤波特性被利用规一化最小均值平方 (NLMS) 算法来调整。

12. 根据权利要求 1 的信号处理设备, 其中所述第二滤波器的可调滤波特性被利用最小均值平方 (LMS) 算法来调整。

13. 根据权利要求 1 的信号处理设备, 其中所述第二滤波器的可调滤波特性被利用递归最小平方 (RLS) 算法来调整。

14. 根据权利要求 2 的信号处理设备, 还包括波束形成器, 用来根据所述第一和第二传感器之间的相对时间延迟和相对缩放因子的估计值来调整所述第一和第二传感器提供的波束图案。

15. 根据权利要求 14 的信号处理设备, 其中波束图案包括对准特定信号源的空间波束。

16. 根据权利要求 14 的信号处理设备, 其中波束图案包括瞄准特定信号源的空间陷波图案。

17. 根据权利要求 2 的信号处理设备, 其中所述处理器根据所述第一和第二传感器之间的相对时间延迟和相对缩放因子的估计值选择一个被所述第一和第二传感器中特定的一个检测到的信号用于传输。

18. 根据权利要求 1 的信号处理设备, 还包括至少一个附加的传感器和至少一个具有可调滤波特性的附加滤波器,

25 其中所述附加滤波器的可调滤波特性根据所述第一滤波器和所述附加滤波器的输出之间的差值而调整,

其中所述处理器根据所述第一滤波器的滤波特性和所述附加滤波器的可调滤波特性计算对至少一个涉及所述第一传感器和所述附加传感器的参数的估值。

30 19. 根据权利要求 18 的信号处理设备, 其中所述处理器计算所述第一传感器和所述附加传感器之间相对于信号源的相对时间延迟

和相对缩放因子的估计值。

20. 根据权利要求 2 的信号处理设备, 还包括一个活动检测器检测什么时间感兴趣的信号源被激活, 其中, 当所述活动检测器表明没有感兴趣的信号源被激活时, 所述处理器将相对时间延迟和相对缩放因子的估计值设置为预定值。

21. 根据权利要求 20 的信号处理设备, 其中当所述活动检测器表明没有感兴趣的信号源被激活时, 所述处理器将相对时间延迟的估计值设置为 0, 将缩放因子的估计值设置为 1。

22. 根据权利要求 1 的信号处理设备, 还包括位于对应于所述第一传感器的信号流路径中的固定延迟块。

23. 根据权利要求 1 的信号处理设备,

其中所述第一和第二滤波器的滤波特性每一个都包括 L 个滤波系数,

- 其中所述第一滤波器的滤波特性包括 m 个通带, 每个通带 $l, l \in (1, m)$ 有一个中心频率 ω_l ,

其中, 在时间 k , 所述第一和第二传感器之间的相对时间延迟 D 的估计值 $\hat{D}_k$ 和所述第一和第二传感器之间的相对缩放因子 S 的估计值 $\hat{S}_k$ 被基于所述第二滤波器的可调滤波特性 $\hat{c}(k)$, 矩阵 L 和预测矢量 $p(D)$ 而计算出来, 如下所示:

20

$$\hat{S}_k = \frac{\sqrt{(L\hat{c}(k))^T L\hat{c}(k)}}{m} \quad (28)$$

$$\hat{D}_k = \arg \min_D \|L\hat{c}(k) - \hat{S}_k p(-D)\|^2 \quad (29)$$

其中矩阵 L 和预测矢量 $p(D)$ 按下式计算:

$$L = \begin{pmatrix} \cos \omega_1 & \cdots & \cos (L+1) \omega_1 \\ \vdots & & \vdots \\ \cos \omega_m & \cdots & \cos (L+1) \omega_m \\ \sin \omega_1 & \cdots & \sin (L+1) \omega_1 \\ \vdots & & \vdots \\ \sin \omega_m & \cdots & \sin (L+1) \omega_m \end{pmatrix} \quad (30)$$

$$P(D) = \begin{pmatrix} \cos (1-D) \omega_1 \\ \vdots \\ \cos (1-D) \omega_m \\ \sin (1-D) \omega_1 \\ \vdots \\ \sin (1-D) \omega_m \end{pmatrix} \cdot \quad (31)$$

5 24. 用于处理信号的方法，包括以下步骤：

利用第一信号传感器检测第一信号；

利用第一滤波器来滤波第一信号以给出一个第一滤波后信号；

利用第二信号传感器检测第二信号；

利用第二滤波器来滤波第二信号以给出一个第二滤波后信号；

10 计算第一滤波后信号和第二滤波后信号之间的差值；

根据在所述计算步骤获得的差值来调整第二滤波器的滤波特性；

按照所述第一滤波器的滤波特性的函数和所述第二滤波器的滤波特性的函数来估计涉及第一和第二传感器的至少一个参数。

15 25. 根据权利要求 24 的方法，其中所述估计至少一个参数的步骤包括估计涉及信号源的所述第一和第二传感器之间的相对时间延迟和相对缩放因子的步骤。

26. 根据权利要求 24 的方法，其中第一滤波器的滤波特性包括至少一个在其中心频率给出单位增益和零相位延迟的通带。

27. 根据权利要求 24 的方法, 其中所述第二滤波器的滤波特性被利用规一化的最小均值平方 (NLMS) 算法调整。

28. 根据权利要求 25 的方法, 还包括根据作为所述估计步骤的结果获得的相对时间延迟和相对缩放因子来调整所述第一和第二传感器给出的波束图案的形狀的步骤。

29. 根据权利要求 25 的方法, 还包括根据作为所述估计步骤的结果获得的相对时间延迟和相对缩放因子来选择并发送被所述第一和第二传感器中的特定的一个检测到的信号的步骤。

30. 根据权利要求 24 的方法, 还包括当所述的检测步骤表明没有感兴趣的信号源被激活时, 检测是否感兴趣的信号源被激活并将相对时间延迟和缩放因子的估计值设置为预定值。

用于测量多个传感器处的信号电平和延迟的方法与装置

技术领域

- 5 本发明涉及信号处理，特别是，涉及测量多个传感器处的信号电平和延迟。

背景技术

- 在很多信号处理应用中，通常希望确定相对于特定信号源的多个信号传感器的相对灵敏度。例如，在免提移动电话环境中，可以结合波束生成方法使用双麦克风来降低汽车中背景噪声和回声的影响。为了
10 实现这一点，关于涉及不同声学源的麦克风的相对灵敏度的信息被用来，例如，形成朝向特定用户的空间波束和/或形成阻止另一个用户或扬声器的空间陷波。这种方法要求关于麦克风灵敏度的动态信息被快速并准确地获得。

- 15 图 1 描述了一种以前技术的系统 100，该系统用于测量免提移动电话环境中双麦克风相对不同信号源的相对灵敏度。如所表示的，以前技术的系统 100 包括第一麦克风 115，第二麦克风 125，自适应滤波器 135 以及求和设备 140。第一麦克风 115 的输出 $y_1(k)$ 被连接到求和设备 140 的正输入端，第二麦克风 125 的输出 $y_2(k)$ 被连接到自适应滤波器 135 的输入端。自适应滤波器 135 的输出 $\hat{y}_1(k)$ 被连接到求和设备 140 的负输入端，求和设备 140 的输出 $e(k)$ 被用做到自适应滤波器 135 的反馈信号。
20

- 如所给出的，第一麦克风 115 被定位为离第一信号源 110 更近，第二麦克风 125 被定位为离第二信号源 120 更近。例如，第一麦克风
25 115 可以是附加到离汽车驾驶员很近的遮阳板上的免提麦克风，第二麦克风 125 可以是设在汽车中乘客附近的移动单元中的内嵌麦克风。尽管在图 1 中没有给出，该领域的技术人员将会理解，模拟预处理电路和模数转换电路可以包括在第一、第二麦克风 115，125 中每一个的输出端使得数字信号被自适应滤波器 135 和求和设备 140 处理。求和设备 140 的输出 $e(k)$ 表示第一麦克风 115 的输出 $y_1(k)$ 和自适应滤波器 135 的输出 $\hat{y}_1(k)$ 之间的差值，并在这里被称为误差信号。
30

在操作中，自适应滤波器 135 的滤波器系数被利用最小平方算法

来调整,使得误差信号 $e(k)$ 被最小化。换句话说,自适应滤波器 135 被调整使得自适应滤波器 135 的输出 $\hat{y}_1(k)$ 尽可能地接近第一麦克风 115 的输出(即,是其估计值) $y_1(k)$ 。这样,自适应滤波器 135 尝试模拟由于在物理上分离麦克风 115, 125 而产生的信号的效果。例如,当乘客 120 讲话时,他或她的声音到达第二麦克风 125 比到达第一麦克风 115 稍早一些,并且在第一麦克风 115 接收到的相应的语音信号电平与在第二麦克风 125 处接收到的电平相比,有一些衰减。这样,自适应滤波器 135 被调整以给出同样的延迟和衰减效果。

作为结果,涉及每个用户的麦克风处的相对时间延迟和信号衰减可以基于自适应滤波器 135 的系数计算出来,例如在 Y.T.Chan, J.M.Riley 和 J.b.Plant, "A parameter estimation approach to time delay estimation and signal detection", IEEE Transaction on Acoustics Speech and Signal Processing, vol ASSP-28, Feb, 1980 中所描述的,该文献这里作为参考被引用。然而,图 1 中系统的一个缺点是,当噪声存在时,其性能明显恶化。作为结果,图 1 的系统在大多数实际应用中是没有用的,在这些应用中,明显的背景噪声(例如,路上的噪声和交通噪声)是很普遍的。这样,需要用来测量多个传感器处的相对信号电平和时间延迟。

发明内容

通过给出一种系统,其中固定滤波器和自适应滤波器被组合应用以便为多个传感器提供准确并稳固的信号电平和时间延迟的估计值,本发明实现了上面描述的和其它的需要。在示例实施方案中,固定滤波器包括至少一个相对较窄的通带,该通带被用来将感兴趣的信号源与宽带背景噪声区别开。在实施方案中,固定滤波器被连接到参考传感器,而自适应滤波器被连接到第二传感器。从固定滤波器和自适应滤波器的输出得到的误差信号被用来根据适当的最小平方法来调整自适应滤波器的系数。固定滤波器和自适应滤波器的系数被用来计算两个传感器之间的时间延迟和相对电平的估计值。然后,该估计值可以被用来作出关于传感器选择和波束形成的判断。

在示例实施方案中,系统的功能由一个活动检测器来实现,该检测器表明什么时间不存在感兴趣的信号。在活动检测器中,自适应滤波器中的累积能量与一个从固定滤波器系数中得出的期望最小值比

较。当累加能量小于预期值，表明不存在任何感兴趣的信号（即，只存在背景噪声）时，那么时间延迟和相对电平估计值被设置为适当的值以保证即使在不存在任何感兴趣的信号的时间段内，系统也会正确运转。

5 在另外一个实施方案中，采用了多于两个的信号传感器。在该实施方案中，一个传感器被看做参考传感器，并被连接到固定滤波器，同时，另外的传感器都被连接到自适应滤波器。对于每个另外的传感器，从固定滤波器和相应自适应滤波器的输出得到的误差信号被用来更新相应自适应滤波器的系数。这样，参考传感器和每个另外的传感器之间的时间延迟和相对信号电平的加强估计值可以被计算出来，并且可以作出关于传感器选择和波束形成的成熟决定。

一般的，本发明给出一种计算简单但是准确而强大的方法，用于估计多个传感器处的时间延迟和相对信号电平。本发明的教导在广泛的信号处理环境中都是可用的。例如，除了上面描述的免提移动电话应用之外，本发明还可以被用于其它的声学应用，例如，电话会议。

15 此外，本发明在无线电通讯应用中也是可用的，在这些应用中，感兴趣的信号是无线电频率传输（例如，来自蜂窝无线电系统中的移动单元和/或基站），并且，传感器为对无线电频率敏感的天线元件。本发明的所有特征和有益之处可以参考在附图中给出的例子被解释。

20 附图说明

图 1 描述了上面描述的以前技术的信号电平和延迟测量系统。

图 2 描述了根据本发明构造的信号电平和延迟的测量系统。

图 3 描述了在两个信号传感器处检测到的两个信号的相对信号电平和时间延迟。

25 图 4 描述了根据本发明构造的另一个信号电平和延迟测量系统。

图 5 描述了可以在图 2 和图 4 中的示例系统中应用的示例信号滤波器的幅度和相位响应。

图 6 描述了被用于示范本发明的示例实施方案的操作的示例语音和噪声信号。

30 图 7 描述了基于图 6 的信号由本发明的示例实施方案产生的信号电平和延迟估计值。

具体实施方式

图 2 描述了根据本发明的教导构造的电平和延迟测量系统 200。如所给出的，系统 200 包括第一传感器 215、第二传感器 225、固定 FIR 滤波器 230、自适应 FIR 滤波器 235 和求和设备 240。第一传感器 215

35

的输出 $y_1(k)$ 被连接到固定滤波器 230 的输入端, 固定滤波器 230 的输出 $y_F(k)$ 被连接到求和设备 240 的正输入端。第二传感器 225 的输出 $y_2(k)$ 被连接到自适应滤波器 235 的输入端, 自适应滤波器 235 的输出 $\hat{y}(k)$ 被连接到求和设备 240 的负输入端。求和设备 240 的输出 - 误差信号 $e(k)$ 被反馈到自适应滤波器 235。

如所给出的, 第一传感器 215 被定位在离第一信号源 210 更近, 而第二传感器 225 被定位在离第二信号源 220 更近。例如, 第一传感器 215 可以是设在离汽车驾驶员很近的遮阳板上的免提麦克风, 第二传感器 225 可以是设在汽车中乘客附近的移动单元中的内嵌麦克风。或者, 第一和第二传感器 215 和 225 可以是分别定位于离第一和第二无线电频率信号源更近的天线元件。尽管在图 2 中没有给出, 该领域的技术人员将会理解的是, 模拟预处理和模数转换电路可以包括在第一和第二传感器 215, 225 每一个的输出端, 使得数字信号被固定滤波器 230、自适应滤波器 235 和求和设备 240 处理。

固定滤波器 230 被设计为包括至少一个相对较窄的感兴趣的通带。例如, 在移动电话环境中, 该通带可以对应于人类语音的大多数能量集中的 300 - 600Hz 的频带。在无线电通讯应用中, 该通带可以对应于分配给无线电频率传输的波段。在任何情况下, 固定滤波器 230 的系数按需要调整以补偿应用需求或环境条件中的变化。例如, 在免提移动电话应用中, 固定滤波器 230 可以被设置为使所接收的某个汽车装置的信噪比最优。此外, 滤波器 230 的系数可以被动态调整, 例如根据所测量到的信噪比动态调整。

根据本发明, 固定滤波器 230 被设计为在每个通带内提供单位增益和零相位。此外, 固定滤波器 230 的噪声增益被最小化以便保证最大的截止波段衰减。如下面详细描述, 固定滤波器提供的以前的信息 (即, 固定滤波器 230 的输出信号的窄带本质) 被用于使系统能更有力地抵御噪声。

在操作中, 自适应滤波器 235 的系数被利用适当的最小平方法来调整使得误差信号 $e(k)$ 被最小化, 并且自适应滤波器 235 的输出 $\hat{y}(k)$ 尽可能地接近固定滤波器 230 的输出 $y_F(k)$ 。如下面描述的, 第一和第二传感器 215, 225 处关于每个信号源 210, 220 的相对时间延迟和信号衰减在自适应滤波器 235 的系数和与固定滤波器 230 相关的以前信

息的基础上被计算出来。尽管没有在图 2 中明确给出,该领域的技术人员会理解,适当的数字信号处理器可以与系统 200 集成以执行自适应滤波器 235 的最小平方更新并计算时间延迟和信号电平估计值。

为了澄清图 2 的系统 200 的操作,下面将参考图 3 和 4 进行严格的数学分析。尽管该分析是明显针对两个传感器和两个信号源而进行的,该领域的技术人员会理解所描述的方法对于包括任意数量的信号源和传感器的应用仍然是可用的。此外,尽管有时针对上面描述的声学免提移动电话应用进行参考,该领域的技术人员会理解,上面描述的方法对很多其它的包括以前提到的无线电通讯的信号处理环境也是可用的。

图 3 描述了在两维空间中放置的信号源和传感器的典型例子。在图中,第一和第二传感器 215, 225 被定位于临近两个信号源 210, 220。如所给出的,从第一信号源 210 发出的信号(由第一虚线弧 315 表示)将在输入第二信号传感器 225 之前先输入第一信号传感器 215。这样,因第一信号源 210 而在第二传感器 225 接收的信号将是因同样信号源 210 在第一传感器 215 接收的信号的被延迟并被衰减后的版本。此外,从第二信号源 220 发出的信号(由第二虚线弧 325 表示)在输入第一传感器 215 之前将先输入第二传感器 225。因第二信号源 220 而在第一传感器 215 接收的信号将是因同一信号源 220 在第二传感器 225 接收的信号的被延迟并被衰减后的版本。传感器 215, 225 相对于第一和第二信号源 210, 220 的空间分离(因而是相应的时间延迟和电平衰减)在图 3 中由第二和第一直线段 320, 310 分别表示。

如果在时刻 k 的第一和第二传感器输入(在模拟预处理和模数转换之后)分别由 $x_1(k)$ 和 $x_2(k)$ 表示,那么第二传感器输入 $x_2(k)$ 是第一传感器输入 $x_1(k)$ 的延迟并缩放后的版本。换句话说, $x_2(k) = 1/S \cdot x_1(k - \bar{D})$, 其中缩放因子 S 大于 0, 延迟 $\bar{D}$ 可以是正也可以是负。严格地说,对于 $\bar{D} < 0$ (例如,对于从第二信号源 220 发出的信号),第一输入 $x_1(k)$ 是第二输入 $x_2(k)$ 的延迟并缩放后的版本。然而,为了简化表示,在不损失通用性的情况下,第二输入 $x_2(k)$ 被表示为对于所有 $\bar{D}$ 值的延迟信号。

为了提出因果滤波的问题,固定延迟 Δ 可以被引入第一传感器之后的信号路径中。虽然在大多数应用中,这是一个很自然的方法,但这并不是本发明可行的一个先决条件。这种情况将在下面详细描述。

随着额外延迟 Δ 的引入，可以如下定义第一和第二中间信号 $y_1(k)$, $y_2(k)$:

$$y_1(k) = x_1(k - \Delta) \quad (1)$$

$$y_2(k) = x_2(k) = \frac{1}{S} q^{\Delta - \bar{D}} y_1(k) = \frac{1}{S} y_1(k + D) \quad (2)$$

5 其中 q 表示众所周知的延迟算子（即， $qy(k) = y(k+1)$ ， $q^{-1}y(k) = y(k-1)$ ，等等）， D 被定义为 $\Delta - \bar{D}$ 。注意到，对于因果滤波， $\Delta > \bar{D}$ 。

10 为了帮助讨论，图 4 说明了在电平和延迟测量系统中的输入信号 $x_1(k)$ ， $x_2(k)$ 和中间信号 $y_1(k)$ ， $y_2(k)$ 。除了延迟块 410（对应于上面描述的固定延迟 Δ ）被定位在第一传感器 215 和固定传感器 230 之间之外，图 4 的系统 400 与图 2 的系统 200 相同。在下面的讨论中，假定固定滤波器 230 的系数存储在系数矢量 c_0 中，自适应滤波器 235 的时变系数存储在第二系数矢量 $\hat{c}(k)$ 中。

15 一般地，本发明给出一种基于测量所得的传感器输入 $x_1(k)$ 和 $x_2(k)$ ，用于估计延迟 D 和缩放因子 S 的计算简单但准确的方法。有利的是，该方法能很强地抵御背景噪声使得该方法可以成功用于例如上面描述的免提移动电话环境。所估计的量值即 D_k 和 $\hat{S}_k$ （其中采用在时刻 k 和时刻 k 之前的传感器输入计算 D 和 S ）可以被用来提高系统性能。

20 例如，在移动电话环境中，估计值 D_k 和 $\hat{S}_k$ 可以结合众所周知的波束形成技术使用以便从电子上增强或降低传感器 215, 225 相对于第一和第二信号源 210, 220 的灵敏度。例如，当特定信号源被激活时，（例如，当驾驶员说话时），波束会形成于该源的方向上以便优化其接收。另外，当信号源给出一个应该在传感器处被阻塞的信号时（例如，当该信号源为可能造成令人讨厌的反馈或回声的扬声器时）可以采用空间滤波来消除涉及该信号源的传感器的灵敏度。

25 此外，当特定信号源被激活时，系统可以选择性地仅仅发送在特定传感器处检测到的信号。例如，如果某个传感器对乘客比对驾驶员更敏感（例如，因为物理上更接近乘客），那么当只有乘客说话时，可能希望仅仅发送在该传感器处接收的信号。

返回到图 4, 固定滤波器 230 输出的信号 $y_F(k)$ (即, 第一中间信号 $y_1(k)$ 的滤波版本) 由下式给出:

$$y_F(k) = \mathbf{y}_1(k)^T \mathbf{c}_0 \quad (3)$$

$$\mathbf{y}_1(k) = (y_1(k) \cdots y_1(k-L))^T \quad (4)$$

$$\mathbf{c}_0 = (c_0 \cdots c_L)^T \quad (5)$$

5

其中 L 是固定滤波器 230 的阶数, $\{c_\ell\}, \ell=0, \dots, L$ 是固定滤波器的系数。此外, 自适应滤波器 235 输出的信号 $\hat{y}(k)$ (即, 第二中间信号 $y_2(k)$ 的滤波版本) 由下式给出:

$$\hat{y}(k) = \mathbf{y}_2(k)^T \hat{\mathbf{c}}(k-1) \quad (6)$$

$$\mathbf{y}_2(k) = (y_2(k) \cdots y_2(k-L))^T \quad (7)$$

10

$$\hat{\mathbf{c}}(k-1) = (\hat{c}_1(k-1) \cdots \hat{c}_L(k-1))^T \quad (8)$$

其中矢量 $\hat{\mathbf{c}}(k)$ 包括自适应滤波器 235 的时变滤波器系数。矢量 $\hat{\mathbf{c}}(k)$ 基于误差信号 $e(k)$ 而更新, 如下所示:

$$e(k) = y_F(k) - \hat{y}(k) \quad (9)$$

$$\hat{\mathbf{c}}(k) = \hat{\mathbf{c}}(k-1) + \mu \frac{\mathbf{y}_2(k)}{\|\mathbf{y}_2(k)\|^2} e(k) \quad (10)$$

15

其中 μ 是增益因子 (常数或时变的), 范围为 $0 \leq \mu < 2$, $\|\cdot\|^2$ 表示平方后的欧几里得矢量范数。等式 (9) 和 (10) 描述的自适应算法是众所周知的归一化最小均值平方算法 (N-LMS)。另外的自适应方案, 例如递归最小平方算法 (RLS) 或最小均值平方算法 (LMS) 也可以被使用。对于自适应算法更详细的描述见, 例如 B. Widrow 和 S. D. Stearns, Adaptive Signal Processing, Prentice Hall, Englewood Cliffs, NJ, 1985, 以及 L. Ljung 和 T. Soderstrom, Theory and Practice of Recursive Identification, M. I. T. Press, Cambridge, MA 1983, 这些文献作为参考在这里引用。

25 有利的是, 上面每个定义的量值可以利用标准的数字信号处理元件来

计算。

对于碰到传感器 215, 225 的宽带信号源, 自适应滤波器 235 的系数向固定滤波器 230 的系数的延迟并缩放后的版本收敛。特别地, 如果固定矢量 c_0 的每个系数为 1 (即, 如果实际上没有使用固定滤波器), 那么时变矢量 $\hat{c}(k)$ 向缩放后的延迟近似值收敛 (即, $sq^{D+\Delta} = sq^{-D}$)。这种结果已经在以前技术系统中被用来估计时间延迟。见, 例如, Y. T. Chan, J. M. F. Riley 和 J. B. Plant, "Modeling of time delay and its application to estimation of nonstationary delays", IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing, Vol, ASSP-29, No. 3, pp. 577-581, June 1981, 该文献作为参考在这里引用。与这种系统有关的一个缺点是, 当存在背景噪声时, 系统的整个性能明显恶化, 使得这种系统不能实际用于大多数真实世界的应用。

有利的是, 本发明指出, 通过引入将背景噪声与源信号区别的先验知识, 系统性能会明显改观。为了保证改善的整体性能, 以前的技术应该在所有环境下都是正确的。例如, 本发明指出, 当感兴趣的源信号的能量集中在一个或多个中心频率附近, 同时背景噪声具有相对平坦并且较宽的频率值或功率谱密度时, 这种先验的信息是可以得到的。在这种情况下, 本发明指出固定 FIR 滤波器 230 可以被设计为具有一个或几个通带的带通滤波器。

例如, 对于移动免提环境中的语音信号, 有理由假设语音信号的能量集中在 100 - 250Hz 之间。更具体的, 男性说话者的基础频率一般在 100Hz 附近, 而女性说话者的基础频率在 250Hz 附近。从该信息的角度看, 本发明给出几个可能用于固定滤波器 230 的另外可选替代设计方案。例如, 固定滤波器 230 可以被设计为包括两个通带, 第一和第二通带的中心频率分别为 100Hz 和 250Hz。另外, 固定滤波器 230 可以被设计为包括一个单独的通带, 具有中心频率为 200Hz 的通带并跨越包括女声基频和男声第一谐频的频段。

实际上, 前一种方法要求使用与后一种方法相比阶数更高的滤波器。一般地, 如果设计频率数被加倍, 那么滤波器的阶数 L 也被加倍。在下面的讨论中, 具有 m 个不同通带的固定滤波器 230 被考虑。在中心频率 $\{\omega_\ell\}, \ell = 1, \dots, m$ 上滤波器被设计为给出单位增益和零相位。此外,

固定滤波器 230 被设计为通过最小化按下式定义的滤波器噪声增益 (NG) 而在截止波段提供最大的衰减:

$$NG = \frac{1}{2\pi i} \oint C_0(z) C_0(z^{-1}) \frac{dz}{z} \quad (11)$$

其中 $C_0(z^{-1}) = c_0 + c_1 z^{-1} + \dots + c_L z^{-L}$ 并且积分围绕单位圆进行。通过 Parseval 关系, FIR 滤波器的噪声增益由下式给出:

$$NG = \sum_{l=0}^L c_l^2. \quad (12)$$

为了设计固定滤波器 230, 考虑包括若干正弦项的求和的信号 $y_{in}(k)$, 如下:

$$y_{in}(k) = \sum_{l=1}^m \alpha_l \sin(\omega_l k + \phi_l) \quad (13)$$

其中 $\{\omega_l\}, l=1, \dots, m$ 是希望的固定 FIR 滤波器的中心频率, $\omega_l \in (0, \pi), \omega_l \neq \omega_j, l \neq j, \{\alpha_l\}$ 是未知的常数, $\alpha_l > 0, l=1, \dots, m$, 并且 $\{\phi_l\}$ 是均匀分布的随机变量 $\phi_l \in (-\pi, \pi], l=1, \dots, m$ 。下面考虑具有系数矢量 c_d 并给出输出 $y_{out}(k)$ 的固定 FIR 滤波器 230, 其中的输出 $y_{out}(k)$ 是输入 $y_{in}(k)$ 对于任何 d 值, $-\infty < d < \infty$, 进行了 d 步预测 (在任何初始瞬时现象被衰减之后) 之后的值, 如下所示:

$$y_{out}(k+d) = \mathbf{y}_{in}(k)^T \mathbf{c}_d \quad (14)$$

$$\mathbf{y}_{in}(k) = (y_{in}(k) \dots y_{in}(k-L))^T \quad (15)$$

$$\mathbf{c}_d = (c_0 \dots c_L)^T \quad (16)$$

对于 $d=0$ (即, 对于系数矢量 c_0), 固定 FIR 滤波器 230 在中心频率 $\{\omega_l\}, l=1, \dots, m$ 处给出单位增益和零相位。此外, 如果针对宽带噪声的灵敏度被最小化 (即, 如果等式 (12) 中的值被最小化) 那么 (对于滤波器长度 L , 使得 $L > 2m-1$) 下面的结果为真:

$$\mathbf{c}_d = \mathbf{L}^T (\mathbf{L} \mathbf{L}^T)^{-1} \mathbf{p}(d) \quad (17)$$

其中 $\mathbf{L}$ 是 $2m \times (L+1)$ 矩阵:

$$L = \begin{pmatrix} \cos \omega_1 & \cdots & \cos (L+1) \omega_1 \\ \vdots & & \vdots \\ \cos \omega_m & \cdots & \cos (L+1) \omega_m \\ \sin \omega_1 & \cdots & \sin (L+1) \omega_1 \\ \vdots & & \vdots \\ \sin \omega_m & \cdots & \sin (L+1) \omega_m \end{pmatrix} \quad (18)$$

其中 $p(d)$ 是 $2m$ 预测矢量

$$p(d) = \begin{pmatrix} \cos (1-d) \omega_1 \\ \vdots \\ \cos (1-d) \omega_m \\ \sin (1-d) \omega_1 \\ \vdots \\ \sin (1-d) \omega_m \end{pmatrix} \quad (19)$$

图 5 的第一和第二曲线 510, 520 分别表示利用上面描述的方法设计的、且 $d=0$, $L=32$, $m=1$, $\omega_1=200\text{Hz}$, 采样率为 8000Hz 的固定滤波器 230 的幅度响应和相位响应。如图 5 中虚线表示的, 如期望的那样, 固定滤波器 230 在中心频率 200Hz 给出单位增益和零相位。

如上面描述的, 用来更新自适应滤波器 235 的自适应算法将使得自适应滤波器向固定滤波器 230 延迟并缩放的复本收敛。特别地, 对于 $d=0$ 的固定 FIR 滤波器 230 来说(即, 系数 c_0), 自适应滤波器 235 的系数将按下式收敛:

$$\hat{c}(k) = S c_{-D} \quad (20)$$

其中, S 和 D 分别是由于传感器 215, 225 在物理位置上的分离而造成的缩放因子和时间延迟。这样, 本发明指出, 缩放因子 S 和时间延迟 D 的估计值可以根据等式 (20) 给出的矢量关系计算出来。例如, 如果 $\hat{S}_k$ 表示基于自适应滤波器 235 的系数 $\hat{c}(k)$ 对 S 的估计值, 那么估计值 $\hat{S}_k$ 可以根据等式 (20) 计算出来, 如下所示:

$$\hat{S}_k c_{-D} = \hat{c}(k) \quad (21)$$

此外, S 可以在没有关于 D 的先验信息的情况下被估计出来。为了看到这一点, 首先注意到等式 (21) 是一个矢量量值, 其中 c_{-D} 和 $\hat{c}(k)$ 都是大小为 $L+1$ 的矢量。这样, 根据等式 (17), 有 $Lc_{-D} = p(-D)$ 。这样, 在等式 (21) 两边都左乘在等式 (18) 中定义的 $2m \times (L+1)$ 的矩阵 L , 给出

5 下面结果:

$$\hat{S}_k p(-D) = L \hat{c}(k) \quad (22)$$

等式 (22) 的两边都是 $2m$ 矢量。这样, 假定 $p(D)^T p(D) = m$ (见等式 (19)), 等式 (22) 可以被重写为下式:

$$\hat{S}_k^2 m = (L \hat{c}(k))^T L \hat{c}(k) \quad (23)$$

10 根据等式 (23), 并根据 $S > 0$ 的事实, 在时间 k 的缩放因子 S 的估计值 $\hat{S}_k$ 可以按下式计算:

$$\hat{S}_k = \frac{\sqrt{(L \hat{c}(k))^T L \hat{c}(k)}}{m} \quad (24)$$

给定缩放因子 S 的估计值 $\hat{S}_k$, 时间延迟 D 的估计值 D_k 可以利用最小平方算法计算出来, 如下所示:

$$\hat{D}_k = \arg \min_D \|L \hat{c}(k) - \hat{S}_k p(-D)\|^2 \quad (25)$$

15

等价方案是, 时间延迟 D 的估计值 D_k 可以按下式计算:

$$\hat{D}_k = \arg \min_{\bar{D}} \|L \hat{c}(k) - \hat{S}_k p(\bar{D} - \Delta)\|^2 \quad (26)$$

20 有利的是, 在实际操作中, 估计值 D_k 可以被迭代计算。注意到延迟梯度 $dp(D)/dD$ 遵从等式 (19)。

这样, 本发明指出, 缩放因子 S 和时间延迟 D 的估计值可以用简单的方式计算出来。有利的是, 每个上面描述的计算都可以利用众所周知的数字信号处理元件来实现。由于固定滤波器 230 提供的一致的以前信息, 即使在背景噪声存在的情况下, 这些估计值也是有效的。

25 通过加入活动检测器, 系统可以被进一步增强, 其中的活动检测器即使在所有的信号源都不被激活时也能保证正确的系统性能。例

如, 当源 210, 220 都不激活时, 在传感器 215, 225 处接收到的信号 $x_1(k)$ 和 $x_2(k)$ 将仅包括不相关的噪声。在这种情况下, 自适应滤波器系数 $\hat{c}(k)$ 将向零矢量收敛, 这意味着缩放因子估计值 $\hat{S}_k$ 将趋向于零而时间延迟估计值 D_k 可以取任何值。为了证明这一点, 当活动检测器检测到没有感兴趣的信号存在时, 估计值 $\hat{S}_k, D_k$ 可以被明确设置为适当的值。

示例活动检测器将滤波器噪声增益的估计值与预定阈值 (即, 期望的噪声增益值) 比较。适当的阈值可以从等式 (12) 中得出, 如下所示:

10

$$\begin{aligned}
 NG &= \mathbf{c}_D^T \mathbf{c}_D \\
 &= (\mathbf{L}^T (\mathbf{L} \mathbf{L}^T)^{-1} \mathbf{p}(D))^T \mathbf{L}^T (\mathbf{L} \mathbf{L}^T)^{-1} \mathbf{p}(D) \\
 &= \mathbf{p}(D)^T (\mathbf{L} \mathbf{L}^T)^{-1} \mathbf{L} \mathbf{L}^T (\mathbf{L} \mathbf{L}^T)^{-1} \mathbf{p}(D) \\
 &= \mathbf{p}(D)^T (\mathbf{L} \mathbf{L}^T)^{-1} \mathbf{p}(D)
 \end{aligned} \tag{27}$$

15

在操作中, 活动检测器以自适应滤波器抽头的平方和的方式来计算滤波器噪声增益的估计值 NG (即, $NG = \hat{c}(k)^T \hat{c}(k)$)。如果估计值 NG 比预定阈值小的多, 那么延迟估计值 D_k 被设置为 0, 缩放因子估计值 $\hat{S}_k$ 被设置为单位值以保证正确的系统操作。注意到由于噪声增益 NG 的值与延迟 D 的值无关, 仅存储一个阈值就足够了。

可以利用下面的伪码来实现一个示例系统。该领域的技术人员将理解在利用标准数字信号处理元件实现时, 这种伪码是很容易被调整的。

20

缩放因子和时间延迟估计子程序

滤波: 计算来自固定 FIR 滤波器和自适应 FIR 滤波器的输出 (k 表示运行时间索引)。

Y1 = y1(k:-1:k-L);

Y2 = y2(k:-1:k-L);

25

```

ylhat(k) = Y2' * C;
ylfil(k) = Y1' * C0;
err(k) = ylfil(k) - ylhat(k);

```

能量计算和增益控制：一种简单的增益控制方案被使用以便当输入中存在较低能量时将增益 μ 设置为 0。瞬时能量被与长时平均比较。

5

```

emom(k) = sum(ylhat(k:-1:k-L).^2);
eave(k) = 0.999 * eave(k-1) + 0.001 * emom(k);
if (emom(k) > .5*eave(k))
    g(k) = mu;
else
    g(k) = 0;
end

```

N-LMS 更新：利用 N-LMS 算法更新自适应滤波器系数。

```

C = C + g(k) * Y2 * err(k) / ( (Y2'*Y2) + 0.01);

```

10 S 和 $\bar{D}$ 的估计值的更新：缩放估计被第一阶递归平滑，而 $\bar{D}$ 通过迭代梯度方法估计。delta 表示信道 1 中的固定时间延迟。

```

LLC = LL*C;
PPD = (cos(warr*(1-Dhat+delta)); sin(warr*(1-
Dhat+delta)));
DPD = (sin(warr*(1-Dhat+delta)); -cos(warr*(1-
Dhat+delta)));
Shat = (1-mu)*Shat + mu*sqrt((LLC'*LLC)/m);

Dhat = Dhat + mu*DPD'*(LLC - Shat * PPD);

```

15

活动检测：如果估计的滤波器抽头的平方和比期望的滤波器抽头的平方和小 20dB，那么增益被强迫为单位值，延迟估计向 0 靠近。

```

eC = C'*C;
if (eC < 0.01 * eC0)
    Shat = 1;
    Dhat = 0;
end

```

S 和 D 的估计被第一阶运行平均进一步平滑。

```

Sh(k)=rho*Sh(k-1) + (1-rho)*Shat;
Dh(k)=rho*Dh(k-1) + (1-rho)*Dhat;

```

5

```

Sh(k)=rho*Sh(k-1) + (1-rho)*Shat;
Dh(k)=rho*Dh(k-1) + (1-rho)*Dhat;

```

10 为了进一步说明示例实施方案的操作，利用上面伪码的数字例子被给出。在例子中，一种声学情景被考虑，在该声学情景中，传感器假定为麦克风，而信号源被假定为人类说话者或传送人类语音的扬声器。如上面描述的，这种声学情景在用于汽车环境的免提移动电话情况中会产生。尽管该例限制在两个传感器和信号源，该领域的技术人员将理解该方法可以使用任意个信号源和传感器。

15 当第一信号源 210 和第一传感器 215 之间的距离为 0.5 米，并且第一传感器 215 被看作参考传感器时，对于 8kHz 的采样率，第二传感器 225 处相对于第一信号源 210 的实际时间延迟为 $\bar{D} = 2.25$ 个样本。利用同样的假设，第二传感器 225 处相对于第二信号源 220 的实际时间延迟为 $\bar{D} = -8.75$ 个样本。例如，对于具有放置在离乘客很近的支架中的移动电话（包括第二传感器 225）和另一个放置在驾驶员

20 （第一信号源 210）前面的遮阳板上的粘贴麦克风（第一传感器 215）的汽车车厢，这些假设是很合理的。

在这种汽车车厢中，一般会存在严重的背景噪声（例如，来自交流风扇，汽车引擎，路面，风等等）。出于用数字示例的目的，不同方向上麦克风的灵敏度假定为在表 1 中给出。

25 表 1 对于扩散背景噪声和不同位置中的信号源的麦克风灵敏度

信号源	第一传感器 215(例如遮阳板麦克风)	第二传感器 225(例如内嵌麦克风)
扩散背景噪声	0dB	0dB
第一信号源 210(例如, 驾驶员)	+3dB	0dB
第二信号源 220(例如乘客)	-10dB	0dB

此外, 结合位于第一信号源 210 的男性说话者以及位于第二信号源 220 的女性说话者, 合成的两信道测量值被创建。这些文件被连接使得在第一秒没有说话者的动作, 然后男性说话者被激活 7 秒, 然后
5 停止动作 3 秒, 然后女性说话者被激活 10 秒。对于男性说话者, 关于第二传感器 225 的信噪比为 8dB, 而对于女性说话者为 7dB(在整个活动期测量得到的)。在第一和第二传感器 215, 225 处检测到的语音信号分别在图 6 的第一和第二曲线 610, 620 中描述。

附加的背景噪声被模拟为白高斯噪声。在第一和第二传感器
10 215, 225 处检测到的噪声信号分别由图 6 中的第三和第四曲线 630, 640 描述。在第一和第二传感器处测量到的组合语音和噪声信号分别在图 6 中的第五和第六曲线 650, 660 描述。

在仿真中, 所使用的参数是: $L=32$, $\Delta=10$, $\omega=2\pi 200/8000$, $m=1$, $\mu=0.01$ 以及 $\rho=0.99$ 。其结果在图 7 中给出。特别的, 延迟估计值
15 D_k 在第一曲线 710 中描述, 缩放因子估计值 $\hat{S}_k$ 在第二曲线 720 中描述。在曲线 710, 720 中, 每个第 50 个样本被显示。水平的虚线表示 -3, 0 和 9 个样本的延迟以及 -10dB, 0dB, 3dB 的增益。如所给出的, 当驾驶员说话时, 系统分别正确给出 0dB 和 -3 个样本的缩放因子和时间延迟估计值, 而当乘客说话时, 系统分别正确给出 -10dB 和 9
20 个样本的缩放因子和时间延迟估计值。此外, 在驾驶员和乘客都保持沉默时, 活动检测器正确地将缩放因子和时间延迟估计值分别设置为 0dB 和 0 个样本。

尽管这些实施方案在因果滤波的情况下被描述(即, $\Delta>0$), 本发明的思想在非因果滤波的情况下也一样可以应用。特别地, 对于 $\Delta=$
25 0, 自适应方案包括一个充当信号平滑器作用的自适应块, 一个后向

预测器 ($D < 0$) 和/或一个前向预测器 ($D > 0$)。这样, 在信号流中加入 (例如, 通过延迟块 410) 固定延迟就不必要了, 并且具有最小固有延迟的自适应方案也可以实现。这种特性是在很多实时应用中是基本实用的。然而, 因为在非因果方法中估计值的准确性将会差一些 (因为固定 FIR 滤波器 230 所需的较窄的通带), Δ 的精确值可以基于系统设计条件来设置。例如, Δ 可以被设置为覆盖“大多数情况”而不是“所有可能的情况”, 因为系统即使在很少的极端情况下也会提供合理的结果。

该领域的技术人员将理解本发明并不限于这里出于举例说明的目的而描述的具体的示例实施方案。因此, 本发明的范围被附加的权利要求定义, 而不是前面的描述定义。与权利要求的意思一致的等价物也被包含在内。

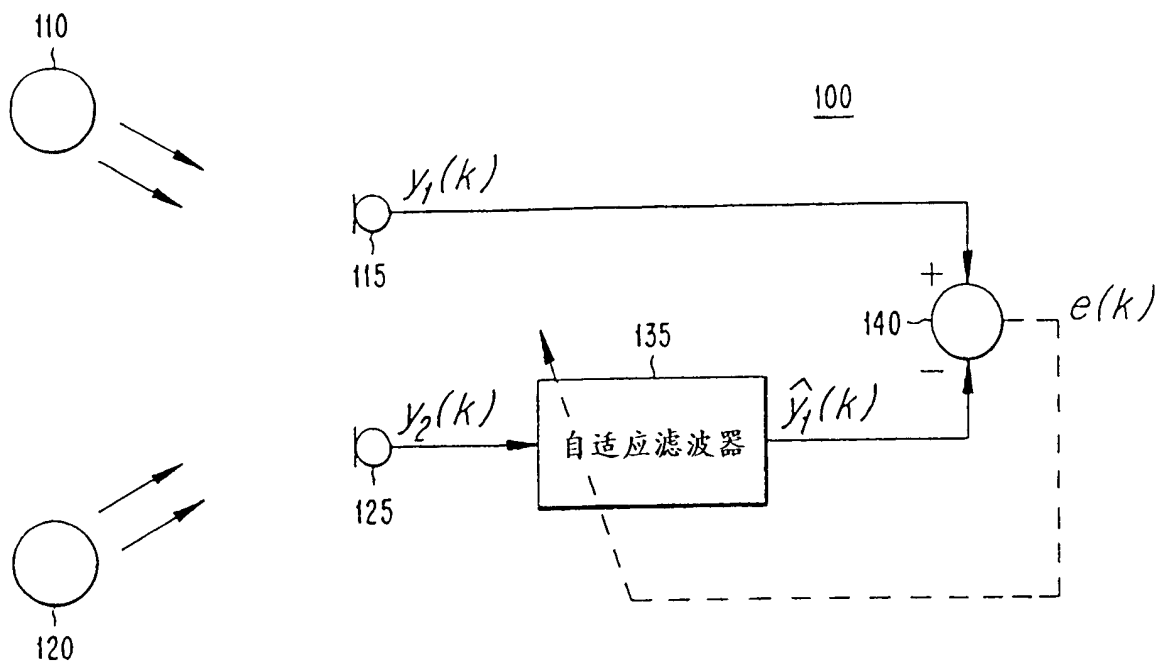


图 1
(现有技术)

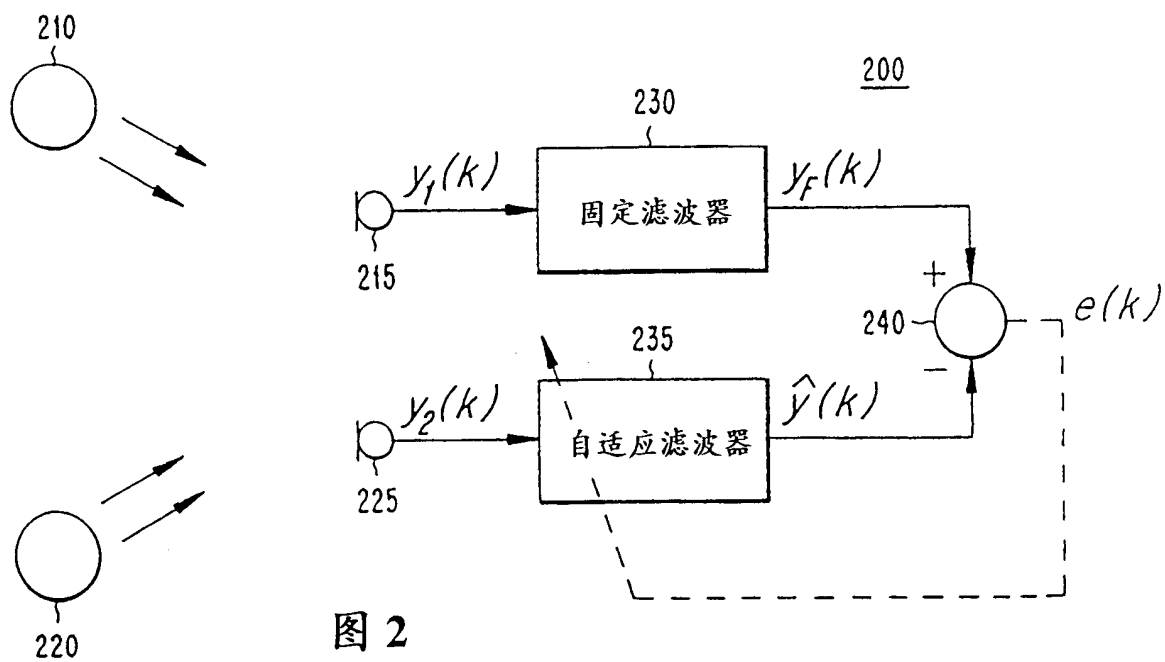


图 2

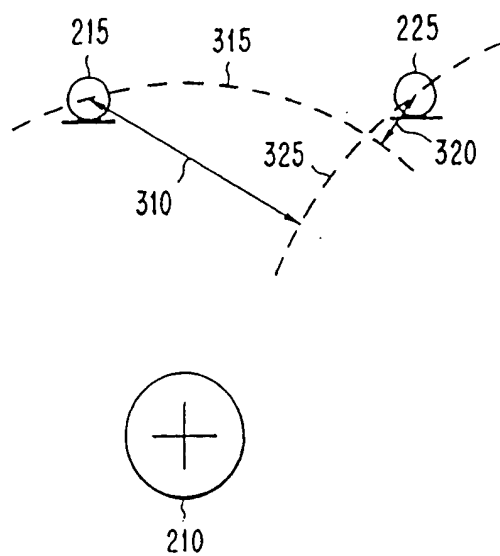


图 3

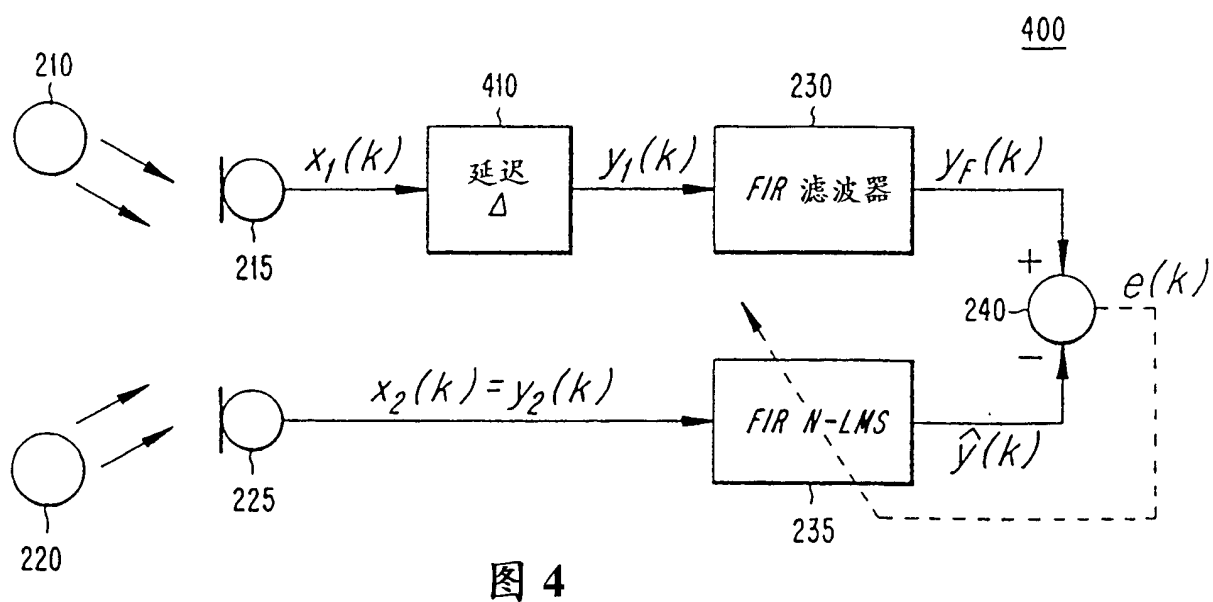


图 4

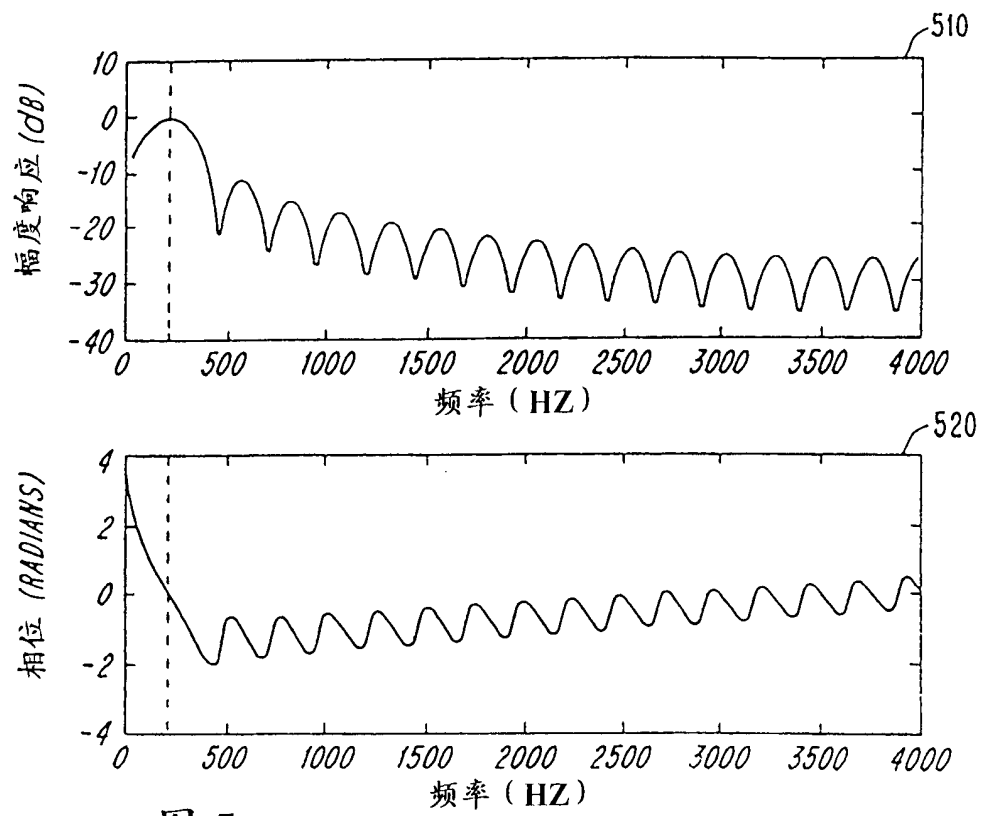


图 5

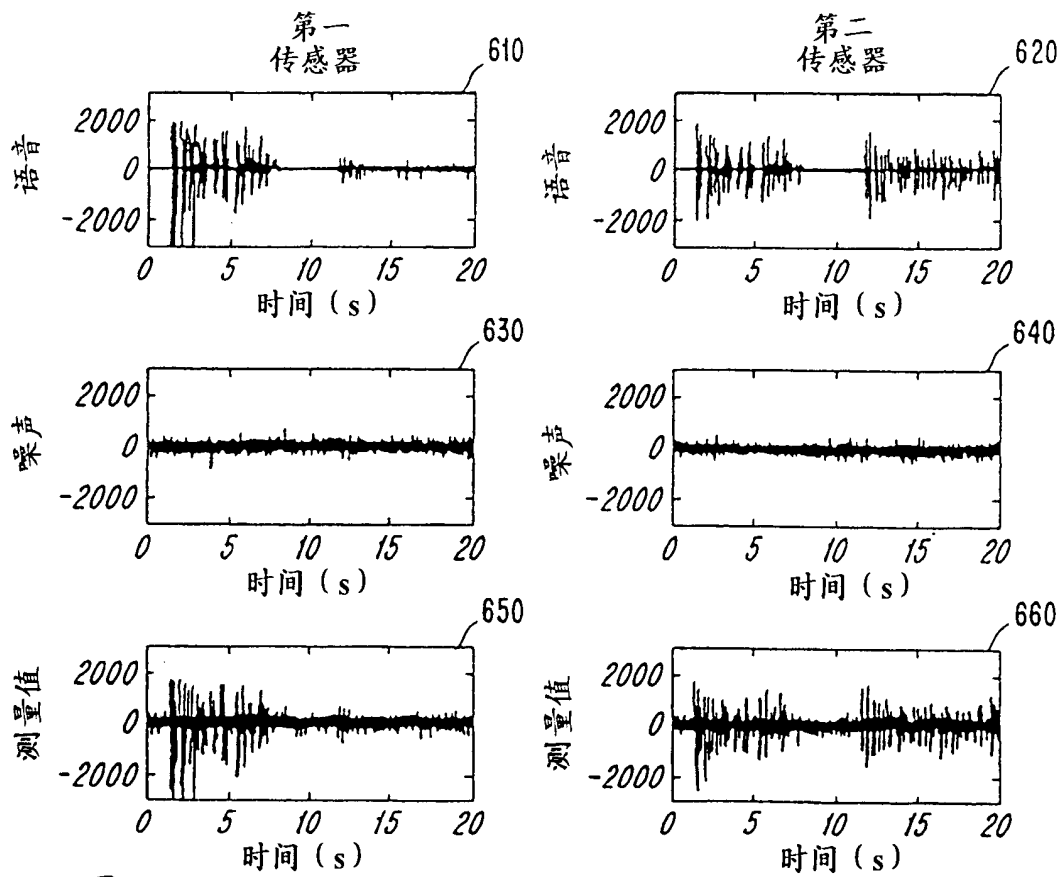


图 6

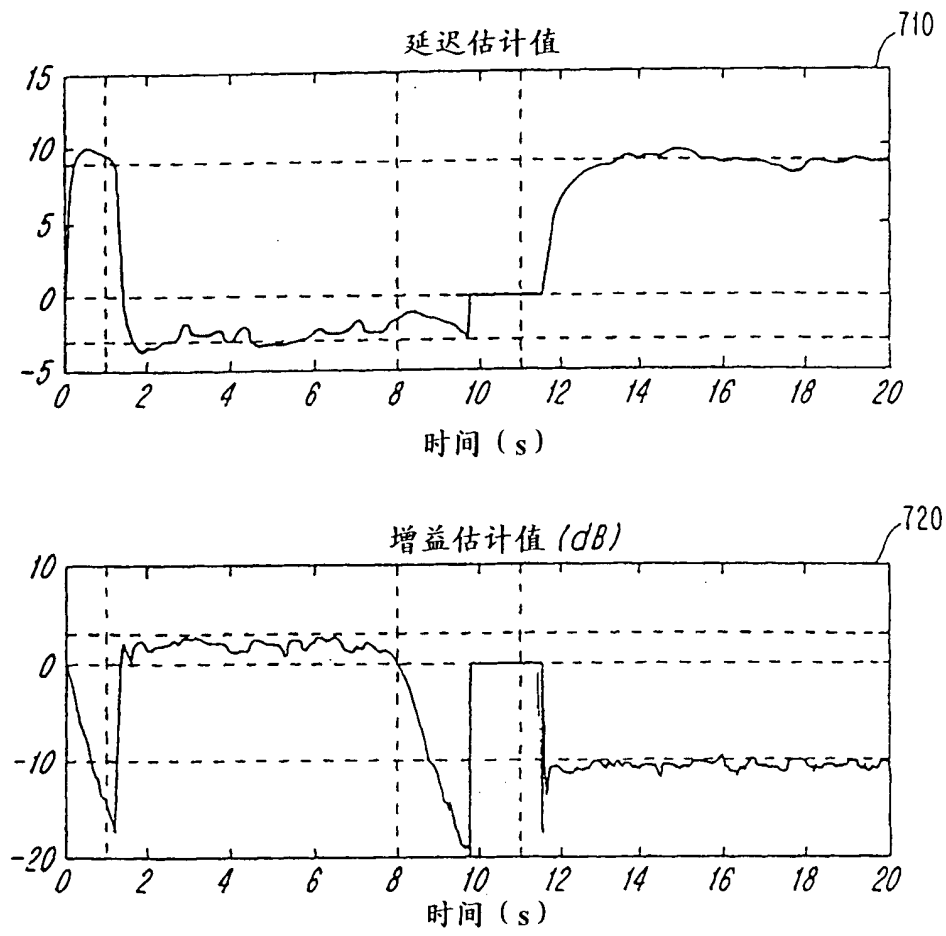


图 7