

[19] 中华人民共和国国家知识产权局

[51] Int. Cl.
H04R 25/00 (2006.01)



[12] 发明专利申请公布说明书

[21] 申请号 200780016387.8

[43] 公开日 2009年5月20日

[11] 公开号 CN 101438603A

[22] 申请日 2007.4.2

[21] 申请号 200780016387.8

[30] 优先权

[32] 2006.4.1 [33] DK [31] PA200600467

[86] 国际申请 PCT/EP2007/053175 2007.4.2

[87] 国际公布 WO2007/113282 英 2007.10.11

[85] 进入国家阶段日期 2008.11.6

[71] 申请人 唯听听器公司

地址 丹麦维尔路斯

[72] 发明人 K·T·柯林克伯

P·M·诺尔贾德 H·P·费

[74] 专利代理机构 北京纪凯知识产权代理有限公司

代理人 赵蓉民

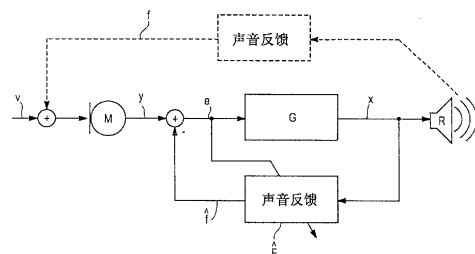
权利要求书 8 页 说明书 26 页 附图 6 页

[54] 发明名称

助听器和助听器的抗反馈系统中自适应速率的控制方法

[57] 摘要

一种助听器包含：用于将输入声音转换为输入信号的至少一个麦克风(M)，用于从输入信号中减去反馈消除信号从而产生处理器输入信号的相减节点，用于通过将放大增益应用到处理器输入信号来产生处理器输出信号的助听器处理器(G)，用于将处理器输出信号转换为输出声音的接收器(R)，用于通过应用滤波器系数从处理器输出信号自适应地导出反馈消除信号的自适应反馈消除滤波器，用于计算参考信号的自相关的计算装置，和使用自适应速率调整滤波器系数的自适应装置，其中根据参考信号的自相关控制自适应速率。



1. 一种助听器，其包含：

至少一个麦克风，其用于将输入声音转换为输入信号；

相减节点，其用于从所述输入信号中减去反馈消除信号从而产生处理器输入信号；

助听器处理器，其用于通过将放大增益应用到所述处理器输入信号来产生处理器输出信号；

接收器，其用于将所述处理器输出信号转换为输出声音；

自适应反馈消除滤波器，其用于通过应用滤波器系数从所述处理器输出信号中自适应地导出所述反馈消除信号；

计算装置，其用于计算参考信号的自相关；和

自适应装置，其使用自适应速率调整所述滤波器系数，其中根据所述参考信号的所述自相关控制所述自适应速率。

2. 根据权利要求 1 所述的助听器，其中所述计算装置适于为所述参考信号的多个频带计算所述自相关并且适于在所有频带上确定最大自相关值，并且其中所述自适应装置适于根据所述最大自相关值控制所述自适应速率。

3. 根据权利要求 1 或 2 所述的助听器，其中当所述参考信号的所述自相关增加时，所述自适应装置适于减小所述自适应速率。

4. 根据权利要求 3 所述的助听器，其中当所述参考信号的所述自相关增加时，所述处理器进一步适于至少暂时减小所述放大增益。

5. 根据上述权利要求中的任一项所述的助听器，其中所述参考信号是所述输入信号、所述处理器输入信号或者所述处理器输出信号中的一个。

6. 根据上述权利要求中的任一项所述的助听器，其中所述自适应

反馈消除滤波器为 FIR 滤波器，所述助听器进一步包含应用到用于所述 FIR 滤波器的所述参考信号或者自适应误差信号的至少一个白化滤波器，并且其中如果所述自相关超过某一值，所述自适应装置适于将所述自适应速率从慢自适应速率调整到快自适应速率。

7. 根据上述权利要求中的任一项所述的助听器，其中当所述自相关表明所述输入信号中存在纯音时，所述自适应装置适于停用所述滤波器系数的调整。

8. 根据权利要求 1 所述的助听器，其中如果所述自相关超过自相关阈值，则所述自适应装置适于增加所述自适应速率。

9. 一种助听器，其包含：

至少一个麦克风，其用于将输入声音转换为输入信号；

相减节点，其用于从所述输入信号中减去反馈消除信号从而产生处理器输入信号；

助听器处理器，其用于通过将放大增益应用到所述处理器输入信号来产生处理器输出信号；

接收器，其用于将所述处理器输出信号转换为输出声音；

自适应反馈消除滤波器，其用于通过应用滤波器系数从所述处理器输出信号中自适应地导出所述反馈消除信号；和

自适应装置，其使用自适应速率调整所述滤波器系数，其中根据所述放大增益控制所述自适应速率。

10. 根据权利要求 9 所述的助听器，其中，如果所述放大增益与标称放大增益相比增加因子 Δ ，则所述自适应装置适于将所述自适应速率与标称自适应速率相比增加 Δ^2 。

11. 根据权利要求 9 所述的助听器，其中，如果所述放大增益与标称放大增益相比减小因子 Δ ，则所述自适应装置适于将所述自适应速率与标称自适应速率相比减小 Δ^2 。

12. 根据权利要求 9 至 11 中任一项所述的助听器，其中所述输入信号是分成多个频段的频分信号并且所述助听器处理器适于在所述频段的每一个中应用单独放大增益，所述自适应装置适于识别所述单独放大增益中最小的一个并基于该最小放大增益的变化调整所述自适应速率。

13. 根据权利要求 9 至 12 中任一项所述的助听器，其进一步包含：
定向系统，其包括将所述输入声音至少转换为第一空间输入信号和第二空间输入信号的至少两个麦克风和用于提供定向特性的装置；

至少两个相减节点，其用于从所述第一输入信号中减去第一反馈消除信号，从所述第二输入信号中减去第二反馈消除信号，从而产生合成定向处理器输入信号；

至少第一自适应反馈消除滤波器和第二自适应反馈消除滤波器，其用于自适应地导出所述第一反馈消除信号和所述第二反馈消除信号；和

其中所述自适应装置适于根据所述定向特性进一步控制所述自适应速率。

14. 根据权利要求 13 所述的助听器，其中，如果第一反馈补偿信号或者第二反馈补偿信号中的一个与定向输出信号之间的比率和标称比率相比减小因子 Δ ，则所述自适应装置适于分别将所述第一自适应反馈消除滤波器或所述第二自适应反馈消除滤波器的所述自适应速率与所述标称自适应速率相比减小 Δ^2 。

15. 根据权利要求 14 所述的助听器，其中所述第一输入信号和所述第二输入信号是分成多个频带 i 的频分信号，并且在所述频段的每一个中确定所述比率，并且所述自适应装置适于分别将所述第一自适应反馈消除滤波器或所述第二自适应反馈消除滤波器的所述自适应速率减小因子 Δ_i^2 的最大值。

16. 根据权利要求 15 所述的助听器，其中所述自适应装置适于通过将所述放大增益的变化和所述第一反馈补偿信号或者所述第二反馈补偿信号中的一个与所述定向输出信号之间的比率的变化相结合，为每一个频带选择所述自适应速率作为标称值的最大减小量。

17. 根据权利要求 2、12 和 15 所述的助听器，其中所述自适应装置适于为每一个频带选择所述自适应速率作为通过将所述自相关的变化、所述放大增益的变化和所述第一反馈补偿信号或者所述第二反馈补偿信号中的一个与所述定向输出信号之间的比率的变化相结合计算出的自适应速率的最小值。

18. 根据上述权利要求中的任一项所述的助听器，其进一步包含检测装置，所述检测装置用于检测所述输入信号是否表示所述输入声音的声压的突然增加，并且其中所述自适应装置适于暂时中止所述滤波器系数的调整。

19. 根据权利要求 18 所述的助听器，其中所述检测装置包含峰值保持装置，所述峰值保持装置用于在所述输入信号的瞬时信号幅值超过输入信号幅值的平均值一个阈值时在某一长度的时间内存储所述输入信号的最大值，并且其中所述自适应装置适于在所述最大值被存储时中止所述滤波器系数的调整。

20. 根据上述权利要求中的任一项所述的助听器，其进一步包含步长控制装置，所述步长控制装置用于从包含放大增益、自动增益控制器状态和噪声降低性能的系统信息中的至少一个计算步长参数。

21. 一种用于在助听器中控制自适应速率的方法，其包含：
将输入声音转换为输入信号；
从所述输入信号中减去反馈消除信号从而产生处理器输入信号；
通过将放大增益应用到所述处理器输入信号上来产生处理器

输出信号；

将所述处理器输出信号转换为输出声音；

通过应用滤波器系数从所述处理器输出信号自适应地导出所述反馈消除信号；

计算参考信号的自相关；和

用自适应速率调整所述滤波器系数，其中根据所述参考信号的所述自相关控制所述自适应速率。

22. 根据权利要求 21 所述的方法，其中为所述参考信号的多个频带计算所述自相关并且在所有频带上确定最大自相关值，并且其中根据所述最大自相关值控制所述自相关速率。

23. 根据权利要求 21 或 22 所述的方法，其中当所述参考信号的所述自相关增加时所述自适应速率减小。

24. 根据权利要求 23 所述的方法，其中进一步地当所述参考信号的所述自相关增加时所述放大增益至少暂时减小。

25. 根据权利要求 21 至 24 中任一项所述的方法，其中所述参考信号是所述输入信号、所述处理器输入信号或所述处理器输出信号中的一个。

26. 根据权利要求 21 至 25 中的任一项所述的方法，其中应用 FIR 滤波器以导出所述反馈消除信号，将至少一个白化滤波器应用到用于所述 FIR 滤波器的所述参考信号或所述自适应误差信号，并且其中所述方法进一步包含如果所述自相关已超过某一值则将所述自适应速率从慢自适应速率调整到快自适应速率的步骤。

27. 根据权利要求 21 至 26 中的任一项所述的方法，其中当所述自相关表明所述输入信号中存在纯音时停用所述滤波器系数的调整。

28. 根据权利要求 21 所述的方法，其中如果所述自相关超过自相

关阈值则所述自适应速率增加。

29. 一种控制助听器中的自适应速率的方法，其包含：

将输入声音转换为输入信号；

从所述输入信号中减去反馈消除信号从而产生处理器输入信号；

通过将放大增益应用到所述处理器输入信号上来产生处理器输出信号；

将所述处理器输出信号转换为输出声音；

通过应用滤波器系数从所述处理器输出信号自适应地导出所述反馈消除信号；和

用自适应速率调整所述滤波器系数，其中根据所述放大增益控制所述自适应速率。

30. 根据权利要求 29 所述的方法，其中，如果所述放大增益与标称放大增益相比增加因子 Δ ，则所述自适应速率与标称自适应速率相比增加 Δ^2 。

31. 根据权利要求 29 所述的方法，其中，如果所述放大增益与标称放大增益相比减小因子 Δ ，则所述自适应速率与标称自适应速率相比减小 Δ^2 。

32. 根据权利要求 29 至 31 中任一项所述的方法，其中所述输入信号是分成多个频带的频分信号并且单独放大增益被应用到所述频带的每一个，所述单独放大增益中最小的一个被识别，并且基于所述最小放大增益的变化调整所述自适应速率。

33. 根据权利要求 29 至 32 中任一项所述的方法，其进一步包含：

将所述输入声音至少转换为提供定向特性的第一空间输入信号和第二空间输入信号；

从所述第一输入信号中减去第一反馈消除信号，从所述第二输

入信号中减去第二反馈消除信号从而产生合成定向处理器输入信号；
自适应地导出所述第一反馈消除信号和所述第二反馈消除信号；
其中根据所述定向特性控制所述自适应速率。

34. 根据权利要求 33 所述的方法，其中，如果所述第一反馈补偿信号或者所述第二反馈补偿信号中的一个与所述定向输出信号之间的比率和标称比率相比减小因子 Δ ，则分别针对第一自适应反馈消除信号或第二自适应反馈消除信号将所述自适应速率与所述标称自适应速率相比减小 Δ^2 。

35. 根据权利要求 34 所述的方法，其中所述第一输入信号和所述第二输入信号是分成多个频带 i 的频分信号并且在所述频段的每一个中确定所述比率，并且分别针对所述第一自适应反馈消除信号或所述第二自适应反馈消除信号将所述自适应速率减小所述因子 Δ_i^2 的最大值。

36. 根据权利要求 35 所述的方法，其中通过将所述放大增益的变化和所述第一反馈补偿信号或所述第二反馈补偿信号中的一个与所述定向输出信号之间的比率的变化相结合，为每一个频带选择所述自适应速率作为标称值的最大减小量。

37. 根据权利要求 22、32 和 35 所述的方法，其中为每一个频带选择所述自适应速率作为通过将所述自相关的变化、所述放大增益的变化和所述第一反馈补偿信号或者所述第二反馈补偿信号中的一个与所述定向输出信号之间的比率的变化相结合计算出的自适应速率的最小值。

38. 根据权利要求 21 至 37 中的任一项所述的方法，其进一步包含以下步骤：

如果检测到所述输入信号表示所述输入声音的声压的突然增

加，则暂时中止所述滤波器系数的调整。

39. 根据权利要求 38 所述的方法，其进一步包含以下步骤：

如果所述输入信号的瞬时信号幅值超过输入信号幅值的平均值一个阈值时，则在某一长度的时间内存储所述输入信号的最大值；
和

在所述最大值被存储时中止所述滤波器系数的调整。

40. 根据权利要求 21 至 39 中的任一项所述的方法，其进一步包含以下步骤：

从包含放大增益、自动增益控制器状态和噪声降低性能的系统信息中的至少一个计算步长参数。

41. 一种计算机程序产品，其包含程序代码，当在计算机上运行时所述程序代码用于执行根据权利要求 21 至 40 中的任一项所述的方法。

助听器和助听器的抗反馈系统中自适应速率的控制方法

技术领域

【0001】本发明涉及助听器，并且更具体地涉及依靠自适应反馈消除的助听器，以便减少由声音反馈和机械反馈引起的问题。更特别地，本发明涉及用于反馈消除系统和此类助听器中自适应速率的控制方法，并且涉及结合了这些方法的助听器和系统。

背景技术

【0002】来自接收器并到达一个或多个麦克风的的声音反馈和机械反馈将限制可以应用到助听器中的最大放大率。由于存在反馈，助听器的放大会引起共振，这些共振以不期望的方式塑造助听器的输出频谱，并且更糟糕的是，这会使助听器变得不稳定，导致振鸣声或者啸叫声。助听器通常使用加压来补偿听力损失，即放大增益随着声压的增加而减小。此外，自动增益控制通常用在输出上以限制输出电平，由此避免信号的限幅（clipping）。在不稳定的情况下，这些加压作用最终将使系统在边缘上稳定，从而产生声级几乎不变的啸叫声或者振鸣声。

【0003】反馈消除通常用在助听器中以补偿声音反馈和机械反馈。由于例如耳垢的数量、用户戴着帽子或者将电话贴在耳上或者用户正在咀嚼或打哈欠的影响，声音反馈路径会随着时间显著变化。为此通常将自适应机制施加到反馈消除上以解决声音反馈路径随时间变化的问题。

【0004】可以使用几种不同的方法在助听器中实现自适应反馈消除滤波器。例如，其可以是 IIR、FIR 或者两者的结合。其可以由固定滤波器和自适应滤波器的结合组成。可以使用几种不同的方法实现自适应机制，例如基于最小均方算法（LMS）或者递归最小二乘法（RLS）等算法。

【0005】图 1-3 示出实现了一些基本反馈消除方案的现有技术助听器的示意性框图。

【0006】图 1 中，来自麦克风 M 的麦克风信号 1 通过减去反馈消除信号 4 被补偿。合成信号 2 用作助听器处理器 100 的输入并且在自适应反馈消除滤波器 101 中用作自适应误差。助听器处理器的输出被传送到接收器 R。助听器处理器 100 可能包含时变滤波器和频率相关滤波器以解决听力损失、噪声抑制、用于处理大信号的自动增益控制和时间延迟。模块 101 代表自适应反馈消除滤波器并且包含同步滤波和滤波器系数的自适应。

【0007】图 2 中的示意图示出了与图 1 所示系统相似的系统，区别之处在于模块 103 中实现的自适应机制从模块 102 中实现的滤波功能中分离出来。连线 5 表示滤波器系数。此方案相比图 1 中所示方案的优势在于可以对信号 2 和信号 3 进行频率整形而不影响滤波性能。

【0008】图 3 中的示意图示出了在助听器具有多个麦克风 M1、M2 的情况下怎样使用多个反馈消除滤波器 202a、202b。在此情况下从自适应模块 203 传递出两组滤波器系数 38a、38b。此处示出的示例中，两个消除信号 35、36 对信号 30、31 进行补偿，信号 30、31 是使用声音的两个空间滤波器 206、207 产生的，每个滤波器具有自己的固定定向类型（举例来说，一个为全向的而另一个为双极性的）。被补偿的信号 32、33 接下来被加权以便得到合成定向信号。此加权可以是时变的，其将允许合成定向类型与当前声音环境自适应。举例来说，在 205 中将一个频带分成几个频带是可能的，这将使在频率范围内改变定向类型成为可能，从而允许改进的噪声降低。在此情况下信号 34 将为多频带信号。

【0009】在 A. Spriet、I. Proudler、M. Moonen、J. Wouters 的“Adaptive Feedback Cancellation in Hearing Aids With Linear Prediction of the Desired Signal（具有期望信号线性预测的助听器中的自适应反馈消除）”（IEEE Trans. On Signal Processing, Vol. 53, No. 10, Oct. 2005）中描述了当输入信号处于有色光谱范围内时，估算反馈消除滤波器的精确度降低。名称为“Feedback Cancellation with Low Frequency Input（具有低频输入的反馈消除）”的专利申请 WO 01/06812 中也提到了这部分

内容。在该专利描述的方案中自适应谐振滤波器用于检测信号中是否存在主音 (dominating tone), 在此情况下自适应速率显著增加。这允许迅速并且有效地消除反馈啸叫声。缺点是如果音调不是由反馈引起而是存在于环境中, 自适应反馈消除可能强烈作用于该信号, 具有产生明显听觉假相的风险。

【0010】在 Moonen 等人的 WO 01/06812 中进一步提及了如果麦克风信号处于有色光谱范围内, 在声音反馈模型中其将导致偏移误差。

【0011】名称为“Feedback Cancellation Apparatus and Methods (反馈消除装置和方法)”的专利申请 WO 99/26453 描述了反馈消除系统, 其中单独的消除滤波器用于为双麦克风助听器中的每个麦克风补偿声音反馈。与本领域的现有技术相比, 其具有的优势是用于空间噪声滤波的自适应定向系统不被视为声音反馈路径的组成部分。

【0012】专利申请 WO 02/25996 描述了用于自适应反馈消除滤波器的方案和通过使用用于估算当前稳定极限的程序来使助听器稳定的方案。

【0013】在 S. Haykin 所著的 Adaptive Filter Theory, 3rd Edition, Prentice-Hall, NJ, USA, 1996 中推导并讨论了最小均方算法 (LMS) 和其他自适应算法。

【0014】在 D. T. M Slock 所著的 On the Convergence Behavior of the LMS and the Normalized LMS Algorithms (最小均方算法和归一化最小均方算法的收敛性质), IEEE Trans. Signal Processing, Vol. 41, No. 9, Sep. 1993, pp. 2811- 2824 中提供了最小均方算法和归一化最小均方算法的收敛性和其它特性的更多细节。

【0015】虽然现有技术中已经给出了关于如何在这样的系统中决定自适应速率的许多建议, 在此领域中仍然存在对改进的需要。特别地, 存在对助听器的需要, 其中实现了用于该速率自动调整的方法, 该调整取决于声音环境。

发明内容

【0016】在本文描述的背景基础上, 本发明的目标是提供所定义种类的方法和助听器, 其中通过自动调整取决于声音环境的反馈消除自适

应速率弥补了现有技术方法和助听器的不足。

【0017】特别地，本发明的目标是提供允许实现用于在反馈消除中选择适当自适应步长的特殊程序的方法和助听器。

【0018】本发明的进一步目标是提供允许在助听器反馈路径的估算中减小误差的方法和助听器。

【0019】本发明的更进一步目标是提供允许解决自适应反馈消除系统对纯音输入信号的敏感性的方法和助听器。

【0020】本发明的更进一步目标是提供通过防止反馈引发振荡的发生允许解决自适应反馈消除系统对纯音输入信号的敏感性的方法和助听器。

【0021】本发明的更进一步目标是提供允许解决增益大小对助听器反馈路径估算中误差的影响的方法和助听器。

【0022】本发明的更进一步目标是提供允许解决助听器的环境中非连续声音对助听器反馈路径估算中误差的影响的方法和助听器。

【0023】本发明的更进一步目标是提供允许解决自适应麦克风阵列和助听器总增益大小对助听器反馈路径估算中误差的影响的方法和助听器。

【0024】本发明的更进一步目标是提供考虑声音环境的多个方面时允许在反馈消除系统的自适应算法中控制步长的方法和助听器。

【0025】根据本发明给出了关于应该如何控制自适应速率的几个建议。特别地，提出了如何根据声音环境自动调整自适应速率。

【0026】根据本发明的一个目标，提供一种助听器，所述助听器包含用于将输入声音转换为输入信号的至少一个麦克风、用于从输入信号中减去反馈消除信号从而产生处理器输入信号的相减节点（subtracting node）、通过将放大增益施加到处理器输入信号从而产生处理器输出信号的助听器处理器、用于将处理器输出信号转换成输出声音的接收器、用于通过应用滤波器系数从处理器输出信号中自适应地导出反馈消除信号的自适应反馈消除滤波器、用于计算参考信号的自相关的计算装置和使用自适应速率调整滤波器系数的自适应装置，其中根据参考信号的自相关控制自适应速率。此配置在考虑类似自适应反馈消除滤波器的自适应反馈系统的敏感性时能够改进自适应速率的调节。

【0027】根据本发明的另一个目标，提供一种助听器，所述助听器包含用于将输入声音转换为输入信号的至少一个麦克风、用于从输入信号中减去反馈消除信号从而产生处理器输入信号的相减节点、通过将放大增益施加到处理器输入信号从而产生处理器输出信号的助听器处理器、用于将处理器输出信号转换成输出声音的接收器、用于通过应用滤波器系数从处理器输出信号中自适应地导出反馈消除信号的自适应反馈消除滤波器和使用自适应速率调整滤波器系数的自适应装置，其中根据放大增益控制自适应速率。此配置在考虑增益大小对滤波器系数中的误差和助听器反馈路径估算中的误差的重要性时能够改进自适应速率的调节。

【0028】根据本发明的另一个目标，提供一种助听器，所述助听器包含用于检测输入信号是否表示输入声音的声压突然增加的检测装置，并且其中自适应装置适于暂时中止滤波器系数的调整。此配置在考虑助听器反馈路径的环境中非连续声音的重要性时能够改进自适应速率的调节。

【0029】根据本发明的另一个目标，提供一种助听器，所述助听器包含用于将输入声音转换为提供定向特性的至少第一空间输入信号和第二空间输入信号的至少两个麦克风、用于从第一输入信号中减去第一反馈消除信号和从第二输入信号中减去第二反馈消除信号从而产生合成定向处理器输入信号的至少两个相减节点、用于自适应地导出第一反馈消除信号和第二反馈消除信号的至少第一自适应反馈消除滤波器和第二自适应反馈消除滤波器，并且其中所述自适应装置适于进一步根据定向特性控制自适应速率。此配置在考虑为总系统增益提供瞬时增益或衰减的定向麦克风系统的作用的重要性时能够改进自适应速率的调节。

【0030】在独立方法权利要求 21 和 29 中列举了在助听器或者任何其他反馈消除系统中控制自适应速率的相应办法。

【0031】本发明提出了用于在算法中自适应地设置自适应速率的若干方案，该算法用于调整助听器的反馈消除滤波器中的系数。自适应速率根据助听器内部的（一个或多个）麦克风信号和不同内部参数和信号的特性进行变化。根据本发明，提供了基于（一个或多个）当前麦

克风信号的观察值、助听器的当前状态和/或特性调整自适应速率的特殊方法。

【0032】另一方面，本发明提供了如权利要求 41 所述计算机程序产品。

【0033】再一方面，通过更多的从属权利要求定义了本发明的实施例和特殊变化。

附图说明

【0034】现在将基于多个优选实施例的非限制性示例并结合附图更详细地描述本发明。关于附图：

【0035】图 1 示出了根据现有技术具有自适应反馈消除滤波器的助听器；

【0036】图 2 示出了根据现有技术具有反馈自适应机制的助听器；

【0037】图 3 示出了根据现有技术具有两个麦克风和两个自适应反馈消除滤波器的助听器；

【0038】图 4 示出了根据本发明的实施例的助听器的示意性框图；

【0039】图 5 示出了图 4 中助听器的示意性框图，其中示意性说明了具有高自相关信号的作用；

【0040】图 6 示出了根据本发明的实施例具有检测突发性声音的装置的助听器的示意性框图；

【0041】图 7 示出了具有定向特性的现有技术助听器的示意性框图；

【0042】图 8 示出了根据本发明的实施例具有自适应反馈消除滤波器和定向特性的助听器；

【0043】图 9 示出了根据本发明的实施例具有自适应反馈消除滤波器和步长控制模块的助听器；

【0044】图 10 示出了根据本发明的实施例具有两个麦克风和两个自适应反馈消除滤波器的助听器；

【0045】图 11 示出了根据本发明的实施例具有两个麦克风和一个自适应反馈消除滤波器的助听器；

【0046】图 12 示出了根据本发明的实施例具有两个麦克风和步长控制的助听器；

具体实施方式

【0047】在下文中，当描述本发明的具体实施例时将解释对理解本发明有用的更多术语和必要条件。

自相关相关性

【0048】有色光谱信号 x_k 的范围通常用信号的自相关来度量：

$$R_x(\tau) = \sum_{k=\tau}^N x_k x_{k-\tau} \quad [\text{式 1}]$$

【0049】其中 τ 为时间滞后 (time lag)。对于白噪声，对所有 $\tau \neq 0$ ， $R_x(\tau) \approx 0$ 。对于具有一定可预测性的周期信号或其他信号，对一个或多个时间滞后，自相关将显著地大于 0。

【0050】为了更好地比较，自相关通常由窗口大小或者由滞后为 0 处的自相关归一化：

$$R_x^N(\tau) = \frac{1}{N} \sum_{k=\tau}^N x_k x_{k-\tau} \quad [\text{式 2}]$$

或者

$$r_x(\tau) = \frac{\sum_{k=\tau}^N x_k x_{k-\tau}}{\sum_{k=0}^N x_k x_k} \quad [\text{式 3}]$$

【0051】由后一方程给出的自相关系数具有数值被限制在[-1,1]内的性质。

【0052】在实际非平稳设置中，必须在滑动窗口上或者根据某种递归更新来计算自相关。该情况的一个实施例是使用滑动平均代替[式 2]中的和：

$$R_x(\tau, k) = R_x(\tau, k-1) + \alpha \cdot (x_k x_{k-\tau} - R_x(\tau, k-1)) \quad [\text{式 4}]$$

其中 $\alpha \in [0,1]$ ，其控制历史信号值和当前信号值之间的权重。

【0053】在助听器的背景中，该更新可能很难计算，因为需要很多乘法。特别是如果考虑很多不同滞后 τ 或者在几个频带中进行计算的时候。作为替代，其可能与考虑更新相关，该更新不接近自相关而是在相似意义中度量信号的系统性或者可预测性如何。由于不依赖于乘法而计算相当简单的两个实施例是

$$\begin{aligned}
 R_x(\tau, k) &= R_x(\tau, k-1) + \alpha \cdot (z(\tau, k) - R_x(\tau, k-1)) \\
 z(\tau, k) &= x_k \text{sign}(x_{k-\tau}) \\
 z(\tau, k) &= \text{sign}(x_k) \text{sign}(x_{k-\tau})
 \end{aligned}
 \tag{式 5}$$

【0054】2006年4月3日在丹麦提交的名为“Method for controlling signal processing in a hearing aid and a hearing aid implementing this method（助听器中用于控制信号处理的方法和实施该方法的助听器）”的共同待审专利申请 DK 2006 00479 在此并入本文以供参考，该申请描述了这些内容以及其它信号特征量，这些信号特征量与自相关有关，该自相关通常可以用于代替真实自相关。

【0055】可以针对宽带信号来计算自相关，或者针对许多带限信号来计算自相关。为了检测信号中是否存在纯音，可能涉及在许多频带中计算自相关系数并且随后针对几个时间滞后和所有频带寻找自相关的最大绝对值。

【0056】由于个别原因，自适应抗反馈系统通常基于由最小均方(LMS)算法的变化略述的自适应方案。作为简单的示例，我们可以考虑一种自适应 FIR 滤波器：

$$\hat{f}_k = w(0)x_k + w(1)x_{k-1} + \dots + w(M)x_{k-M} \tag{式 6}$$

【0057】如果 y_k 为观测信号，其包含与我们希望模拟的潜在系统相关的信息，举例来说，滤波器系数的调节是根据

LMS:

$$w_k(i) = w_{k-1}(i) + \mu x_{k-1}(y_k - \hat{f}_k) \tag{式 7}$$

归一化 LMS, NLMS:

$$w_k(i) = w_{k-1}(i) + \frac{\mu x_{k-1}}{\sum_{j=k}^{j=k+M} x_k^2} (y_k - \hat{f}_k) \tag{式 8}$$

方差归一化 LMS:

$$w_k(i) = w_{k-1}(i) + \frac{\mu}{\hat{\sigma}_k^2} x_{k-1}(y_k - \hat{f}_k) \tag{式 9}$$

$$\hat{\sigma}_k^2 = \rho \hat{\sigma}_{k-1}^2 + (1 - \rho) x_k^2, 0 \leq \rho < 1$$

Sign-Sign LMS:

$$w_k(i) = w_{k-1}(i) + \mu \text{sign}(x_{k-1}) \text{sign}(y_k - \hat{f}_k) \tag{式 10}$$

【0058】本领域的技术人员应该理解把后者称为 LMS 型算法在字面上

是有些误解的。

【0059】本领域的技术人员将进一步理解滤波器和算法都可以进行许多变化。自适应 FIR 滤波器可由反卷延迟线代替，可以使用固定的前滤波器或者后滤波器，或者滤波器可以是自适应 IIR 滤波器。除示出的算法以外有更多可能的自适应算法。

【0060】为了适应可能影响助听器用户的声音环境的非平稳性质和现代助听器中出现的高时变信号处理，令步长 μ 为时变步长是有益处的。如将在下文中详细描述的那样，本发明研究用于选择适当步长或者自适应速度或速率的特殊程序。

【0061】与式 8 中描述的 NLMS 算法或者展示相似特性的算法如式 9 中描述的方差归一化 LMS 相比，本发明特别有用。然而，不管已实施的和可能在根据本发明的各个实施例中实施的自适应算法如何，原理是相关的。

【0062】参考图 4 和图 5，将结合有色光谱麦克风信号来讨论本发明的实施例。该助听器主要包括麦克风 M、处理器 G、接收器 R 和反馈消除滤波器 \hat{F} 。考虑图 5，忽视最初由滤波器 \hat{F} 表示的自适应反馈消除分支，假设输入声音 v 为纯音（正弦信号）。麦克风输出 y 将为正弦信号，并且如果假设助听器处理为线性的，则处理器输出 x 将为正弦信号。声音反馈信号 f 将为正弦信号。输入声音 v 和声音反馈将被混合（求和），其产生另一个正弦信号（振幅和相位被改变），等等。

【0063】自适应反馈消除滤波器 \hat{F} 依靠处理器输出 x 作为参考信号并产生输出信号 \hat{f} 。麦克风输出 y 减去消除滤波器输出信号 \hat{f} 以产生处理器输入信号 e 。

【0064】在此情况下，如果式 7-10 示出的滤波器自适应算法中的一个用于调整反馈消除滤波器 \hat{F} 的系数，反馈消除滤波器将试图消除 y ，使该信号可以被描述为振幅和相位发生简单变化的 x 。问题是这并不是目的。目的是达到 $\hat{f} = f$ ；不是在环境中除去声调成分。该示例说明如果外部声音 v 以某种方式是“可预知的”，则可以预期自适应反馈消除滤波器系数中的大误差。如将在下文中详细描述的那样，本发明提出通过提供一个方法解决该问题，根据该方法，如果检测到外部音调被播放，则自适应将被暂停。

【0065】与上述示例相比，已进一步观测到助听器处理器中的增益 H 对反馈消除的精确度起着重要作用。如果 H 代表小放大增益，和正弦信号 y 相比，正弦信号 x 的振幅小，因为只有反馈信号 f 的振幅受增益影响，输入正弦信号 v 不受影响。反之当增益大的时候也是成立的。如果消除滤波器自适应运行， \hat{f} 中的系数被调整以使 \hat{f} 消除信号 y 。系数中的误差将因此随着助听器处理器中增益的减小而增加。这与下文中根据式 17 导出的结果符合的很好。

【0066】通常，已观测到信号 x 与正弦信号越相似，消除滤波器模拟声音反馈的精确度越低（并且试图削弱音调）。这是个挑战，因为助听器中的不稳定性自身将典型地表现为啸叫声；与音调相似的周期信号。根据本发明，提供了初看起来完全矛盾的至少两种方法：如果外部音调被播放，建议停止自适应（ $\mu=0$ ），否则滤波器将被误调；如果音调由于反馈在内部产生，其快速适应以便迅速补偿该音调。

【0067】在专利申请 WO 01/06812 描述的程序中，自适应谐振滤波器用于检测是否存在主音。如果存在，则将快速自适应用于削弱该音调。这是用于消除反馈啸叫声的有效程序，但是当环境中出现音调或者轰鸣声时其将明显地产生严重的假相。

【0068】根据本发明的实施例，当声音为有色光谱时解决该问题的另一方法继之以减小自适应速率。这将降低消除反馈啸叫声的能力，所以，根据特殊实施例，自适应速率的减小连同同一个系统被使用，以便通过限制放大倍数来稳定闭环系统，从而停止啸叫声。

【0069】通常，现代助听器使用加压以补偿听力损失。因此，助听器处理器的放大倍数随着输入声级的增加而减小。在没有抗反馈系统的情况下，助听器处理器将因而在最坏情况下使闭环系统在边缘上稳定；也就是反馈啸叫声的水平最终将不变。为了解决该问题，根据本发明的实施例，如果观测到反馈啸叫声，那么应用放大增益的少量减少，其将稳定闭环系统，结果是消除啸叫声。当啸叫声被消除时，可以再一次安全地适应消除滤波器并且最终滤波器将更好地模拟声音反馈。这反过来将允许用于增加放大增益的净空高度（headroom）。

【0070】WO 02/25996 和 2006 年 3 月 31 日提交的、名称为“Hearing aid and method of estimating dynamic gain limitation in a hearing aid（助听器

和助听器中估计动态增益限度的方法)”的共同待审专利申请 PCT/EP2006/061215 中公开了提出用于稳定闭环系统的更多方法,其中 WO 02/25996 提供了使用自适应滤波器抑制时变声音反馈的方法,而 PCT/EP2006/061215 提供了用于确定动态最大增益的声音环路增益估计器,并且在此并入本文以供参考。

【0071】与 WO 01/06812 所述的利用音调检测器不同的是,根据本发明的实施例,提供了使用信号的自相关或者相似量中的一个的度量来检测是否存在外部音调的方法和助听器,这些相似量在前述共同待审专利申请“Method for controlling signal processing in a hearing aid and a hearing aid implementing this method (助听器中用于控制信号处理的方法和实施该方法的助听器)”中有所描述。

【0072】根据本发明的进一步实施例,所述有关光谱颜色的问题可以通过使用自适应陷波滤波器以削弱音调和/或自适应白化滤波器以产生信号的谱拉平(spectral flattening)两者之一在某种程度上被进一步缓解。

【0073】因为确定自适应步长应该怎样最优地取决于信号自相关的测量是个复杂的问题,本发明提供了几种方法和助听器,初看起来它们可能被看成某种程度上不同并矛盾的方法,现在将进行更详细的描述。

【0074】根据本发明的实施例,基于图 5 中的补偿信号 e 的自相关值来设置助听器反馈消除滤波器的步长。根据一个实施例,消除滤波器是根据式 8 或者式 9 调整的 FIR 滤波器。根据一个特殊实施例,自适应白化滤波器被应用到参考信号(并且相似的滤波器被应用到自适应误差)。步长是根据下列导致音调快速消除的方程设置的,为此自相关计算给出大于 0.98 的最大相关系数值以便应用快自适应速率。

μ_{fast} :大步长(快自适应速率)。

μ_{slow} :小步长(慢自适应速率)。

$$r_e(\tau) = \frac{1}{N} \sum_{k=\tau}^N e_k e_{k-\tau} : \text{基于补偿信号的自适应系数。}$$

$r_{max} = \max_{\tau} \{|r_e(\tau)|\}$: 最大相关系数。

用于调整步长的程序是:

If $r_{\max} > 0.98$ Then

$$\mu_k = \mu_{fast}$$

Else

$$\mu_k = \mu_{slow}$$

【0075】根据另一个实施例，随着参考信号自相关的增加，根据单调函数减小步长。该实施例允许随着光谱颜色的增加而减小步长。

【0076】根据一个实施例，消除滤波器为根据式 8 或者式 9 调整的 FIR 滤波器。根据一个特殊实施例，自适应白化滤波器被应用到参考信号（并且相似的滤波器被应用到自适应误差）。根据下列程序减小步长，用于增加最大相关系数以便防止不期望的振荡发生，该振荡归因于由反馈消除滤波器系数模拟的反馈路径的模拟失真。根据特殊的实施例，将由进一步的测量来处理所引发的反馈振荡。程序如下：

μ_1, μ_2, μ_{\max} ：增加幅度的步长， $0 < \mu_1 < \mu_2 < \mu_{\max} < 2$

T_{\max}, T_1, T_2 ：减小幅度的自相关阈值， $1 > T_{\max} > T_1 > T_2 > 0$

$$r_c(\tau) = \frac{1}{N} \sum_{k=\tau}^N e_k e_{k-\tau} : \text{自相关系数}$$

$r_{\max} = \max_{\tau} \{|r_c(\tau)|\}$ ：最大相关系数。

根据该程序，步长被进行如下调整：

If $r_{\max} > T_{\max}$ Then $\mu_k = 0$

Else If $r_{\max} > T_1$ Then $\mu_k = \mu_1$

Else If $r_{\max} > T_2$ Then $\mu_k = \mu_2$

Else $\mu_k = \mu_{\max}$

【0077】上述实施例可以以多种方式变化。因为大多数助听器工作在多个频带，根据特殊实施例在几个频带中单独计算自相关系数。这样通常易于检测局部是否出现有色光谱。程序如下：

$$r_c^{(i)}(\tau) = \frac{1}{N} \sum_{k=\tau}^N e_k^{(i)} e_{k-\tau}^{(i)} : \text{自相关系数。}(i) \text{是频带标号，} i = \{1, \dots, B\}$$

并重新定义

$r_{\max} = \max_i \max_{\tau} \{|r_c^{(i)}(\tau)|\}$ ：频带 $1, \dots, B$ 上的最大相关系数。如上述说明的

那样，然后多个频带上的系数被用于调整步长。

增益相关性

【0078】考虑增益相关性的本发明实施例的描述是基于 S. Haykin 所著的 Adaptive Filter Theory (自适应滤波器原理)，第三版，Prentice-Hall, NJ, USA, 1996 的 9.4 节中的推导的。建议参考该书以得到中间结果和假设的进一步描述。

首先引进下列量：

\hat{w}_k ：样本 k 的估计权向量

\bar{w} ：消除滤波器中系数的最优 Wiener 解（也就是，假如滤波器结构足够灵活以描述声音反馈的真实系数）

$J_k \equiv E\{e_k^2\}$ ：样本 k 的均方误差

$J_{\min} \equiv E\{\bar{e}_k^2\}$ ：Wiener 解中估计的均方误差。

如上所述，假设系数的 Wiener 解对应真实声音反馈路径，那么 $J_{\min} \equiv E\{v_k^2\}$ 。

$\varepsilon_k \equiv \bar{w} - \hat{w}_k$ ：系数误差向量；该误差在估计系数和“真实”系数之间。

$K_k \equiv E\{\varepsilon_k \varepsilon_k^T\}$ ：用于系数误差向量的相关矩阵。

【0079】此外，假设参考信号 x_k 为白信号。在大多数实际声音环境中该假设不正确，但其可以通过使用自适应白化滤波器来实现。根据一个实施例，助听器处理器 H 的输出信号 x 输入到自适应白化滤波器（图 4 和图 5 中未示出）并且自适应白化滤波器的输出被输入到自适应消除滤波器。

【0080】首先考虑图 4 中示出的设置，其中补偿后的麦克风输入乘以简单增益 G 产生 x_k 。如果假设 x_k 为白信号那么环境信号 v_k 也是白信号。如所提到的那样，根据一个特殊实施例，白信号作为自适应白化滤波器的结果出现。进一步做出以下定义：

$R_x = E\{x_k x_k^T\} = \sigma^2 I$ ：为用于参考信号的相关矩阵。

$R_v = E\{v_k v_k^T\} = \sigma_v^2 I$ ：为用于输入信号的相关矩阵。假设消除滤波器长度足够，其等于 J_{\min} 。

【0081】根据 S. Haykin 所著的 Adaptive Filter Theory (自适应滤波器

原理), 第三版, Prentice-Hall, NJ, USA, 1996, LMS 算法中用于系数误差向量的相关矩阵根据下式展开:

$$K_k = (I - \mu R_x) K_{k-1} (I - \mu R_x) + \mu^2 J_{\min} R_x \quad [\text{式 11}]$$

将其用于白噪声参考信号, $R_x = \sigma^2 I$, 给出

$$\begin{aligned} K_k &= (I - \mu \sigma^2 I) K_{k-1} (I - \mu \sigma^2 I) + \mu^2 J_{\min} \sigma^2 I \\ &= I(1 - \mu \sigma^2)^2 K_{k-1} + \mu^2 J_{\min} \sigma^2 I \end{aligned} \quad [\text{式 12}]$$

或者在稳定状态

$$(1 - (1 - \mu \sigma^2)^2) K_{\infty} = \mu^2 J_{\min} \sigma^2 I$$

↓

$$\begin{aligned} K_{\infty} &= \frac{\mu^2 J_{\min} \sigma^2}{2\mu \sigma^2 - \mu^2 \sigma^4} I \\ &= \frac{J_{\min} \mu \sigma^2}{2\sigma^2 - \mu \sigma^4} I \end{aligned} \quad [\text{式 13}]$$

【0082】为了简化该式, 根据一个实施例使用与 NLMS 算法具有相似特性的方差归一化 LMS。有关 NLMS 的更正式的处理可以在 D. T. M Slock 所著的 On the Convergence Behavior of the LMS and the Normalized LMS Algorithms (最小均方算法和归一化最小均方算法的收敛性质), IEEE Trans. Signal Processing, Vol. 41, No. 9, Sep. 1993, pp. 2811- 2824 中找到。根据该实施例, 步长由参考信号的精确方差归一化, 即步长

$$\mu = \frac{\bar{\mu}}{\sigma^2} \quad [\text{式 14}]$$

代入上式:

$$\begin{aligned} K_{\infty} &= \frac{J_{\min} \bar{\mu}}{2\sigma^2 - \bar{\mu} \sigma^2} I \\ &\approx \frac{J_{\min} \bar{\mu}}{2\sigma^2} I \end{aligned} \quad [\text{式 15}]$$

J_{\min} 不可用, 但作为代替使用它的估计值: $\sigma_e^2 = E\{e_k^2\} = \frac{\sigma^2}{G^2}$ 。

这样,

$$K_{\infty} \approx \frac{\bar{\mu}}{2G^2} I \quad [\text{式 16}]$$

或者, 如果考虑单个滤波器系数的不确定度:

$$\delta w_i = \sqrt{K_{\infty}^{(i,j)}} \approx \frac{\sqrt{\mu/2}}{G} \quad [\text{式 17}]$$

【0083】该结果表明如果期望保持滤波器系数的特殊不确定度，每当增益减少一个因子 Δ ，步长应减少 Δ^2 。

在现代助听器关联更多的一个实施例中，图4中信号 e 上的分频滤波器用于产生多个交叠频带， $\{e_k^{(1)}, e_k^{(2)}, \dots, e_k^{(B)}\}$ 。在每一个频带上，在把频带加起来产生信号 x_k 之前使用各自的放大增益 $\{G^{(1)}, G^{(2)}, \dots, G^{(B)}\}$ 。为了确保滤波器系数的某一最大不确定度，可靠的方法是根据增益 $\{G^{(1)}, G^{(2)}, \dots, G^{(B)}\}$ 的最小值的变化来依比例决定步长。

助听器处理器的放大倍数

【0084】在下文中将描述涉及助听器处理器放大倍数的实施例。助听器处理器中的合成放大倍数通常由多个子系统的输出组成，这些子系统如用于补偿听力损失的压缩单元、用于削弱多余噪声的时间噪声降低系统、自动增益控制等。通常，这些系统工作在多个频带并且各个增益分配给每个频带。在一些助听器中，助听器处理器是自适应宽带滤波器，并且包含用于调整滤波器的机构，以便幅值响应根据多个频带中的当前声压级别变化。

【0085】根据一个实施例，假设式8中的算法NLMS或者式9中的方差归一化LMS中的一个被用于在反馈消除滤波器中调适系数，并且假设步长不变。从式17中得出的重要结论是如果助听器处理器的放大增益与自适应速率相比变化缓慢，稳定裕度将大致不变。如果放大增益增加，消除滤波器同样变得更加精确并且反之亦然。但是，在大多数助听器中，放大增益与消除滤波器中的可能自适应速率相比被迅速调整。这样，如果小放大增益存在了一段时间，消除滤波器的精确性降低。如果放大倍数突然增加，闭环系统会变得不稳定。

【0086】根据一个实施例，当助听器放大倍数小的时候，通过提供更高的精确度来解决该问题。这样，当放大倍数减小时，步长 μ 被减小并且反之亦然。依照式17，选择标称步长，其在最大放大增益时提供期望的精确度，并且接着步长与放大增益减小量的平方成比例减小。

【0087】根据另一个实施例，助听器处理器对应于简单放大增益。消

除滤波器为根据式 8 或式 9 调整的 FIR 滤波器并且自适应白化滤波器被应用到参考信号。根据一个特殊实施例，相似的滤波器被应用到自适应误差。即：

μ_{\max} ：最大步长（最快自适应速率）

G_{\max} ：用在助听器处理器中的最大放大增益。可以根据听力损失或者根据稳定极限的估计值（超过此值助听器将产生啸叫声）设置该最大增益。

G_k ：当前放大增益。

根据式 17，样本号 k 处的步长的计算如下：

$$\mu_k = \left(\frac{G_k}{G_{\max}} \right)^2 \mu_{\max} \quad [\text{式 18}]$$

该步长接着被用于提供了宽带解决方案的方法或助听器中。

【0088】 根据提供了多频带解决方案的实施例，在多频带助听器中信号被分成多个频带并且放大增益在频带求和之前被应用到每个频带。下面给出该应用的保守步长控制。

$G_{\max,i}$ ：助听器处理器中针对频带 i 的最大放大增益。可以根据听力损失或者根据稳定极限的估计值（超过此稳定极限助听器将产生啸叫声）设置该最大值。

$G_{i,k}$ ：针对频带 i 的当前放大增益。

根据式 17 并且假设我们在 B 频带上运算，样本号 k 处的步长计算如下：

$$\mu_k = \left(\text{Min} \left\{ \frac{G_{1,k}}{G_{\max,1}}, \frac{G_{2,k}}{G_{\max,2}}, \dots, \frac{G_{B,k}}{G_{\max,B}} \right\} \right)^2 \mu_{\max} \quad [\text{式 19}]$$

自适应暂停

【0089】 当消除滤波器由类似 NLMS 的算法更新时，突发的大的声音如门的抨击声或者类似锤击的声音会增加特殊的风险。助听器处理器将显著地延迟信号，因为大多数情况下其包括滤波器组、FFT 滤波器和/或其他类型的滤波器。这意味着突发的大的声音将在图 5 所示的自适应误差 (e) 中快速显现出来，直到后来参考消除滤波器 (x)。因此，如式 8 所描述的 NLMS 更新在大的声音出现后需要长的自适应步骤，

因为式 8 中的分母小而误差信号大。此外，自适应步骤不受消除滤波器和声音反馈路径之间的差异支配。

【0090】根据本发明提供了检测声压突然增加是否发生然后暂时中止自适应的方法和助听器。图 6 中描述了其实例，现在将对其进行描述。

【0091】举例来说，作为助听器一部分的机构的输入是麦克风信号 601 或者助听器的全向信号。根据一个特殊实施例，该信号被滤波。举例来说，如果根据一个实施例安装反馈消除滤波器以便其只工作在高频范围，那么它与较低频率下的情况关联不大。这样，为了检测具有高频分量的突发的大声音，频率加权滤波器 602 可以为高通滤波器。信号 X 的绝对值接着由绝对值模块 603 取得并且接下来在平均器 604 或者一些其它类型的幅度计算中取滑动平均。绝对值平均值 Z 反映当前声压。进行平均时的时间常数或者窗口大小应该至少对应助听器处理器中的延迟和反馈消除滤波器的长度。为了检测是否出现大的声音，平均信号 Z 增加一个大的量，该大的量由恒定阈值确定以得到信号 A，接着信号 A 在模块 606 中与瞬时信号幅度比较。如果瞬时信号幅度超过信号 A，声音被归类为“突发的大的声音”。为了在出现突发的大的声音后暂时中止自适应，一个解决方案是使用应用在 Y 上的峰值保持模块 605，峰值保持模块 605 可以在一段时间内存储有关信号最大值的信号，之后以信号 B 的形式出现。如果经过比较器 606 中信号 A 和信号 B 的比较检测到 $A < B$ ，则通过发送自适应_禁能信号 607 中止自适应。

【0092】大的声音（不一定是突发的）在助听器的一个或多个器件中也会引起非线性特性。由消除滤波器的透视图可见声音反馈路径包含（一个或多个）麦克风、接收器和输入转换器、输出转换器。这样这些部件之一的饱和或者过载对应声音反馈路径中的非线性。假设线性滤波器用于反馈消除（如 FIR 滤波器），该滤波器不足以模拟高度非线性的饱和功能，这样导致自适应中的误差。因此，根据一个实施例，在自适应机制中包括用于识别这些情形的检测器（未示出），而且当非线性出现时消除滤波器的自适应暂时中止。根据一个特殊实施例，当检测到上述性质中的一种情形后自适应可能短时间内暂时中止。

定向系统的相关性-计算空间滤波器效率

【0093】现在最先进的助听器具有定向麦克风，以及两个或多于两个全向 (omnidirectional) 麦克风，或者全向麦克风和定向麦克风的结合。定向麦克风是一种特殊的麦克风，其具有两个入口并且根据“延迟-和-相减”原理工作。这样麦克风将提供具有固定定向类型的信号。基于两个或多于两个全向麦克风的定向系统允许用于自适应定向类型并且也可以扩展到在几个频带内工作以使能与频率相关的定向类型。作为示例可参看专利申请 WO 01/01731 A1。总之，在很多典型收听环境中，空间滤波是增加信噪比的高效率手段。图 7 中示出了这样的系统的示例。

【0094】为了在给定点及时确定定向系统的效率，比较定向系统之前和定向系统之后信号的估计范数是有用的。可以使用宽带信号以得到总效率的估计值或者使用多个带通滤波信号以得到各个频率上的效率的估计值。

【0095】可以考虑多个范数并且在应用中使用近似值以便及时反映当前点周围窗口中的相关值。式 20 和表 1 中示出了 p-范数的一般定义和它的一些特殊例子。

一些窗口上的信号的 p-范数定义为：

$$N_x = \|x\|_p = \left(\sum_{k=0}^M F_k |x_k|^p \right)^{1/p} \quad [\text{式 20}]$$

{ F_k } 表示窗口函数或滤波器函数。表 1 中示出了多个可用范数（与大小为 M 的矩形窗口函数一起示出）

1-范数	$\ x\ _1 = x_1 + \dots + x_M $
欧几里德范数	$\ x\ _2 = \sqrt{x_1^2 + \dots + x_M^2}$
一般范数	$\ x\ _p = \left(x_1 ^p + \dots + x_M ^p \right)^{1/p}$ 其中 $1 \leq p \leq \infty$
无穷范数	$\ x\ _\infty = \max\{ x_1 , \dots, x_M \}$
负无穷范数	$\ x\ _{-\infty} = \min\{ x_1 , \dots, x_M \}$

表 1：范数计算

【0096】通常使用的此范畴内的范数计算基于 1-范数。在采样瞬间 k，通过具有指数遗忘的递归更新来计算范数：

$$N_x(k) = \varphi |x_k| + (1 - \varphi) \cdot N_x(k-1) \quad [\text{式 21}]$$

其中 φ 为常数, $\varphi \in [0,1]$ (通过该更新, 范数也被归一化以使其与窗口长度无关)。

【0097】如果 N_x 为输入信号 x 的范数并且 N_y 为输出信号 y 的范数, 那么 x 、 y 所属的频带中定向系统的效率可以计算为:

$$G = \frac{N_y}{N_x} \quad [\text{式 22}]$$

【0098】如果 G 接近 0, 则定向系统具有高效率, 并且很可能去除噪声或者不相关信号分量的有效量。

多麦克风或者定向麦克风系统的相互作用

【0099】用于声音的空间滤波的定向系统可以被看作应用到声音的增益。基于所选择的定向类型和单个声源的位置, 该“增益”将取不同值。在幸运的情形下定向系统可以减小反馈问题, 但通常不确切地知道声源位置。当把定向系统看作增益时, 已观测到在类似图 10 和图 8 中描述的多麦克风实施方式中, 式 17 对反馈消除滤波器的精确度起作用。

【0100】归因于定向系统的放大增益的全部改变可以根据式 21 和式 22 计算。

【0101】根据一个实施例, 式 17 用于管理步长控制。根据该实施例的实施方式将在下文中参考图 8 进行描述。

【0102】图 8 示出了具有定向特性的助听器。消除滤波器为根据式 8 或式 9 调整的 FIR 滤波器并且自适应白化滤波器被应用到参考信号上。根据一个特殊实施例, 相似的滤波器被应用到自适应误差上。做出如下定义:

$N_{1,k}$: 第一空间信号 32 的范数。根据式 21 估计该范数。

$N_{2,k}$: 第二空间信号 33 的范数。根据式 21 估计该范数。

P_k : 合成定向信号 34 的范数。根据式 21 估计该范数。

$G_{1,k} = \frac{P_k}{N_{1,k}}$: 出现在定向加权系统 205 中的第一空间信号 32 的减小量。

$G_{2,k} = \frac{P_k}{N_{2,k}}$: 出现在定向加权系统 205 中的第二空间信号 33 的减小量。

μ_{\max} ：最大步长（最快自适应速率）。

【0103】为了保持消除滤波器的精确度上限，根据一个实施例，通过使用式 17 确定步长的改变。对于样本 k ，用在两个反馈消除滤波器中的步长被计算为：

$$\mu_{1,k} = G_{1,k}^2 \mu_{\max} \quad [\text{式 23}]$$

$$\mu_{2,k} = G_{2,k}^2 \mu_{\max} \quad [\text{式 24}]$$

根据另一个实施例使用了多频带定向系统。与使用宽带信号加权可能达到的效果相比，如果图 8 中的信号 32 和信号 33 在被加权到一起之前被分成几个频带以实现进一步的噪声降低，必须为每一个频带计算上面定义的增益减小。接着可以为每一个频带计算步长参数。最可靠的办法是为两个分支的每一个取最小步长并且在反馈消除滤波器中使用下式：

$$\mu_{1,k} = \text{Min}\{\mu_{1,k}^{(1)}, \mu_{1,k}^{(2)}, \dots, \mu_{1,k}^{(B)}\} \quad [\text{式 25}]$$

$$\mu_{2,k} = \text{Min}\{\mu_{2,k}^{(1)}, \mu_{2,k}^{(2)}, \dots, \mu_{2,k}^{(B)}\} \quad [\text{式 26}]$$

进一步的实施例

【0104】图 8-图 12 示出了助听器配置的实施例，其包括用于步长（自适应速率）调整的子系统，如将在下文描述的步长控制模块 104、304 和 404。

【0105】图 9 示出了具有与图 2 中所示麦克风相似的一个麦克风的助听器，区别在于引入了步长控制模块 104。连线 7 表示放大增益、自动增益控制器的状态和噪声降低性能等信息。模块 104 的输出 6 是用于自适应模块 103 的步长参数。如将在下文出现的，根据助听器处理器 3 的输出、麦克风信号 1 和反馈消除信号 4 来设置步长。

【0106】图 10 示出了具有两个麦克风和针对每一个麦克风信号的单独反馈消除的助听器。补偿输入信号 40、41 用作空间滤波系统的输入，该空间滤波系统可能是自适应的并且工作在多个频带。（一个或多个）合成定向信号 42 用作助听器处理器 100 的输入。滤波器 302a、302b 为每个麦克风信号 20、21 产生消除信号 43、44。消除滤波器的自适应发生在自适应模块 303 中，并且该模块的输出是两组滤波器系数 46a、

46b。步长控制模块 304 对来自助听器处理器 100 的参数、一个或两个麦克风信号、两个消除滤波器输出和助听器处理器 100 的输出进行操作。步长控制模块 304 输出一个或两个步长参数 45a、45b。如果两个麦克风都是全向的，一般可以将相同的步长参数用于调适两个消除滤波器。

【0107】图 11 示出一种助听器，该助听器具有两个全向麦克风和用于空间噪声滤波的定向系统，但只具有一个反馈消除滤波器。该配置比图 10 中所示的配置简单，但正如从反馈消除滤波器观点看到的，定向系统变成声音反馈回路的一部分。这样，定向类型中的时变需要反馈消除滤波器系数的自适应。

【0108】图 12 示出了与图 3 中所描述相似的配置，但是具有外加的步长控制模块 404。该模块针对反馈消除滤波器 302a、302b 的每一个提供用于模块 403 的系数 38a、38b 的自适应的两个单独步长参数 37a、37b。与图 10 中所描述的相对比，使用该理念的结果是自适应误差的高度不同的加权。由于该差别，通常更容易保证大的放大增益用户的助听器的稳定性。

【0109】下文中将描述进一步的实施例，目的在于提供适当自适应速率调整以补救不同调整问题。

用于助听器的抗反馈系统

【0110】如果式 7-式 10 中定义的自适应算法中的一个被用在类似图 1-图 3 和图 8-图 12 描述的助听器中的一个，并且声音输入表示典型的日常声音环境，将不能实现消除滤波器作为声音反馈路径的精确模型这一目的。如果 LMS 型自适应算法和不变的步长 μ 一起使用，估计反馈路径的精确度将取决于几个因素：

- 1) 自适应速率的幅度
- 2) 助听器处理器模块 100 的功能和放大倍数
- 3) 一个或多个麦克风信号的“情况”；信号是否为有色光谱或“类噪声”？
- 4) 多麦克风定向系统的性能（若这样的系统被集成到助听器中）
- 5) 声音反馈路径

【0111】为了获得精确的抗反馈滤波器，根据一个实施例，按照第2)-5)条控制自适应步长。对提及的每一条的进一步说明将在下文中与所有情况下步长参数的建议调整一起给出。

个体影响的组合

【0112】上面讨论了关于进入助听器的信号和助听器的状态和特性的各种观测结论以及相应调整步长参数的建议。下文中将描述进一步的实施例，其涉及怎样将不同的影响组合到每一个反馈消除滤波器的单一步长参数内。

【0113】首先将参考图12描述具有定向系统和双路径反馈消除滤波器的助听器的实施例，图12描述了具有双麦克风实施方式的助听器。根据一个特殊实施例，两个反馈消除滤波器302a、302b为FIR型滤波器，其中使用自适应模块403（如式9中定义的方差归一化LMS或者式8中定义的NLMS）来调整系数。根据一个实施例，自适应模块403包含应用到参考信号3的自适应白化滤波器，并且相同的滤波器被用于自适应误差，或者根据进一步实施例以相似的方式用于信号30、31、32和33。根据一个特殊实施例，助听器具有B个频带并且每一个频带具有单独放大增益和单独定向类型。自适应步长控制单元404从助听器处理器接收有关放大增益的信息，并从信号51、52两者之一或者为简单起见从信号53接收频分自适应误差。后者用于为每一个频带计算归一化自相关或者另一种类型的自相似性函数。进一步定义：

$N_{1,k}^{(i)}$ ：第一空间信号51的第*i*频带的范数。根据式21估计该范数。

$N_{2,k}^{(i)}$ ：第二空间信号52的第*i*频带的范数。根据式21估计该范数。

$P_k^{(i)}$ ：合成定向信号53的第*i*频带的范数。根据式21估计该范数。

$G_{1,k}^{(i)} = \frac{P_k^{(i)}}{N_{1,k}^{(i)}}$ ：出现在定向加权系统205中第*i*频带的第一空间信号51的减小量。

$G_{2,k}^{(i)} = \frac{P_k^{(i)}}{N_{2,k}^{(i)}}$ ：出现在定向加权系统205中第*i*频带的第二空间信号52的减小量。

$\bar{G}_k^{(i)}$ ：助听器处理器中为频带（*i*）计算的当前放大增益。

$\bar{G}_{\max}^{(i)}$ ：可用于助听器处理器的最大放大增益。可以根据听力损失或者根据稳定极限的估计值（超过此估计值助听器将产生啸叫声）来设置该最大值。

$$r_e^{(i)}(\tau) = \frac{1}{N} \frac{\sum_{k=\tau}^N e_k^{(i)} e_{k-\tau}^{(i)}}{(\hat{\sigma}_e^{(i)})^2} : \text{反馈补偿信号第 } i \text{ 频带的自相关系数。 } \tau_0 < \tau \leq N. \tau_0$$

为从声音被发送到接收器直到被麦克风获得的标准传输延迟。N 为用在消除滤波器中的抽头延迟线的长度。

μ_{\max} ：最大步长（最快自适应速率）

对频带 i 计算归因于放大增益的步长衰减因子：

$$\Delta \bar{\mu}_k^{(i)} = \left(\frac{\bar{G}_k^{(i)}}{\bar{G}_{\max}^{(i)}} \right)^2 \quad [\text{式 27}]$$

并且对每一个消除分支计归因于空间滤波的一组衰减因子：

$$\Delta \mu_{1,k}^{(i)} = (G_{1,k}^{(i)})^2 \quad [\text{式 28}]$$

$$\Delta \mu_{2,k}^{(i)} = (G_{2,k}^{(i)})^2 \quad [\text{式 29}]$$

这样，大衰减因子等于一个小值 $\Delta \mu$ 。

【0114】 根据一个实施例，根据助听器处理器的反馈补偿输入计算每一个频带的自相关系数。然后，根据每一个频带的自相关系数的最大值计算衰减因子（假设放大增益为最大值）：

$\Delta \mu_1, \Delta \mu_2$ ：减小幅度的衰减因子， $0 < \Delta \mu_1 < \Delta \mu_2 < 1$

T_{\max}, T_1, T_2 ：减小幅度的自相关阈值， $1 > T_{\max} > T_1 > T_2 > 0$

If $\max_{\tau} (r_k^{(i)}(\tau)) > T_1$ Then $\Delta \bar{\mu}_k^{(i)} = \Delta \mu_1$

Else If $\max_{\tau} (r_k^{(i)}(\tau)) > T_2$ Then $\Delta \bar{\mu}_k^{(i)} = \Delta \mu_2$

【0115】 不同的衰减因子可以用不同方式组合。根据一个优选实施例，将在每一个频带中归因于放大增益和定向系统效率的步长衰减因子 $\Delta \bar{\mu}_k^{(i)} \cdot \Delta \mu_{1,k}^{(i)}$ 和归因于自适应误差的着色（colouring）的步长衰减因子作比较：

$$\Delta \mu_{1,k} = \min_i \left(\min \left(\Delta \bar{\mu}_k^{(i)} \cdot \Delta \mu_{1,k}^{(i)}, \sqrt{\Delta \bar{\mu}_k^{(i)} \cdot \Delta \mu_{1,k}^{(i)} \cdot \Delta \bar{\mu}_k^{(i)}} \right) \right) \quad [\text{式 30}]$$

$$\Delta \mu_{2,k} = \min_i \left(\min \left(\Delta \bar{\mu}_k^{(i)} \cdot \Delta \mu_{2,k}^{(i)}, \sqrt{\Delta \bar{\mu}_k^{(i)} \cdot \Delta \mu_{2,k}^{(i)} \cdot \Delta \bar{\mu}_k^{(i)}} \right) \right) \quad [\text{式 31}]$$

【0116】如上所述，反馈消除滤波器中的误差将（在开环回路中并且对于固定步长）与助听器处理器中的增益成反比。该相关性可以用归因于着色的衰减因子与两个其他类型的衰减因子乘积的平方根相乘来表示，因为该平方根与最大放大增益的衰减成比例。在这些计算之后，得到各个频带上的最大衰减因子（最小值）。那么每一个分支的合成步长为：

$$\mu_{1,k} = \Delta\mu_{1,k} \cdot \Delta\mu_{\max} \quad [\text{式 32}]$$

$$\mu_{2,k} = \Delta\mu_{2,k} \cdot \Delta\mu_{\max} \quad [\text{式 33}]$$

【0117】根据遵循更简单但十分稳妥的策略的一个实施例，衰减在每一个频带内被相乘并且随后得到产生最大衰减的因子：

$$\Delta\mu_{1,k} = \min_i \left(\Delta\bar{\mu}_k^{(i)} \cdot \Delta\tilde{\mu}_k^{(i)} \cdot \Delta\mu_{1,k}^{(i)} \right) \quad [\text{式 34}]$$

$$\Delta\mu_{2,k} = \min_i \left(\Delta\bar{\mu}_k^{(i)} \cdot \Delta\tilde{\mu}_k^{(i)} \cdot \Delta\mu_{2,k}^{(i)} \right) \quad [\text{式 35}]$$

根据同样遵循简单策略的另一个实施例，基于自相关的衰减从其它两种类型的衰减（基于增益和基于有色光谱）中分离出来处理。在这种情况下， $\Delta\tilde{\mu}_k^{(i)}$ 将不与最大增益对应而是适于典型增益：

$$\Delta\mu_{1,k} = \min_i \left(\min \left(\Delta\bar{\mu}_k^{(i)} \cdot \Delta\mu_{1,k}^{(i)}, \Delta\tilde{\mu}_k^{(i)} \right) \right) \quad [\text{式 36}]$$

$$\Delta\mu_{2,k} = \min_i \left(\min \left(\Delta\bar{\mu}_k^{(i)} \cdot \Delta\mu_{2,k}^{(i)}, \Delta\tilde{\mu}_k^{(i)} \right) \right) \quad [\text{式 37}]$$

【0118】根据特殊实施例，如果检测到大的相关性或者大的突发声音出现，步长参数的计算值被否决。在这些情况下，消除滤波器系数的自相关被中止。即，如果 $\max_i \left(\max_{\tau} \left(r_k^{(i)}(\tau) \right) \right) > T_{\max}$ ，或者如果根据图 6 所示的电路检测到突发的大的声音，那么 $\Delta\mu_{1,k} = \Delta\mu_{2,k} = 0$ 。

【0119】在下文中概括了根据本发明的实施例对如何基于助听器的声音环境调整助听器中反馈消除滤波器的自适应速率的措施。

【0120】当放大增益与标称增益相比增加（减小）因子 Δ ，步长与标称步长相比将增加（减小） Δ^2 。

【0121】当工作在多频带时，最小放大增益是决定性的；如果最小增益与标称增益相比增加（减小）因子 Δ ，步长与标称步长相比将增加（减小） Δ^2 。

【0122】如果由例如式 2、式 3、式 4 或式 5 测量的自相关高，则步长

实质上增加。

【0123】采用信号自相似性的自相关或者相似量度与步长之间的单调对应，以便步长由于增加的相关性或者“自相似性”被减小。

【0124】当自相似信号的自相关或者相似量度表明信号中存在纯音，自适应被停用（步长=0）

【0125】在多频带助听器中，可以在每一个频带内计算自相似信号的自相关或相似量度。建议取每一个频带上的自相关绝对值的最大值并让其决定步长。

【0126】如果输入信号中出现声压突然增加，自适应将被停用。在该事件后该停用被持续片刻。

【0127】在操作宽频信号的定向系统中，系统的效率由（一个或多个）反馈补偿信号与定向输出信号之间的比率定义。如果范数减小因子 Δ ，步长与标称步长相比将减小 Δ^2 。

【0128】对于多频带定向系统，在每一个频带中计算效率。根据在每一个频带上计算的最大因子 Δ_i^2 来减小步长。

【0129】在多频带的情况下，组合每一个频带的定向系统的放大增益和效率，然后选择步长作为标称值的最大减小量。

【0130】当与多频带系统一起工作时：组合频带内的“增益控制”、“自相关控制”和“定向滤波器控制”以便找到一组等效步长。紧接着，取这些步长的最小值并将其用作合成步长。

【0131】根据进一步实施例，这些原理可能很好地应用于具有多于两个麦克风的助听器。

【0132】上述特性的所有适当组合被认为属于本发明，即使它们未以组合的方式被明确描述。

【0133】根据本发明的实施例，本文中描述的助听器可能被实施在信号处理设备中，该信号处理设备适合于同样的例如数字信号处理器、包括现场可编程门阵列（FPGA）的模拟/数字信号处理系统、标准处理器或者专用信号处理器（ASSP 或 ASIC）。显然，技术人员都知道，虽然一些部分可以用其它方式实施，优选是整个系统在单一数字元件中实施。

【0134】根据本发明的实施例的助听器、方法和设备可能实施在任何

适合的数字信号处理系统中。助听器、方法和设备在适当的时候可能也被例如听觉病矫治专家使用。根据本发明的方法可能也实施在计算机程序中，该计算机程序包含执行本文描述的实施例的方法的可执行程序代码。如果使用客户端-服务器环境，本发明的实施例包含远程服务器计算机，该远程服务器计算机包含根据本发明的系统并且宿存（hosts）执行根据本发明方法的计算机程序。根据另一个实施例，提供了用于存储根据本发明的计算机程序的类似计算机可读存储介质的计算机程序产品，这些计算机可读存储介质例如软盘、内存条、CD-ROM、DVD、闪存存储器或者任何其它适合的存储介质。

【0135】根据进一步的实施例，程序代码可能存储在数字听力设备的存储器或者计算机存储器中，并且由助听器设备自身或者处理单元（类似其 CPU）执行，或者由任何其它适合的处理器或执行根据所描述实施例的方法的计算机执行。

【0136】已在本发明的实施例中描述并说明了本发明的原理，对于本领域的技术人员，很明显可以在配置和细节上修改本发明而不背离这些原理。可以在本发明范围内做出各种改变和修改而不背离本发明的精神，并且本发明包括所有这样的改变和修改。

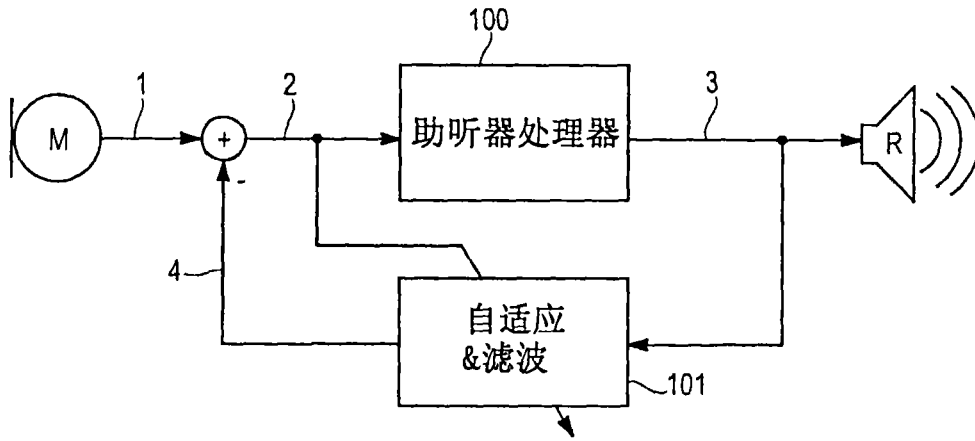


图1 (现有技术)



图2 (现有技术)

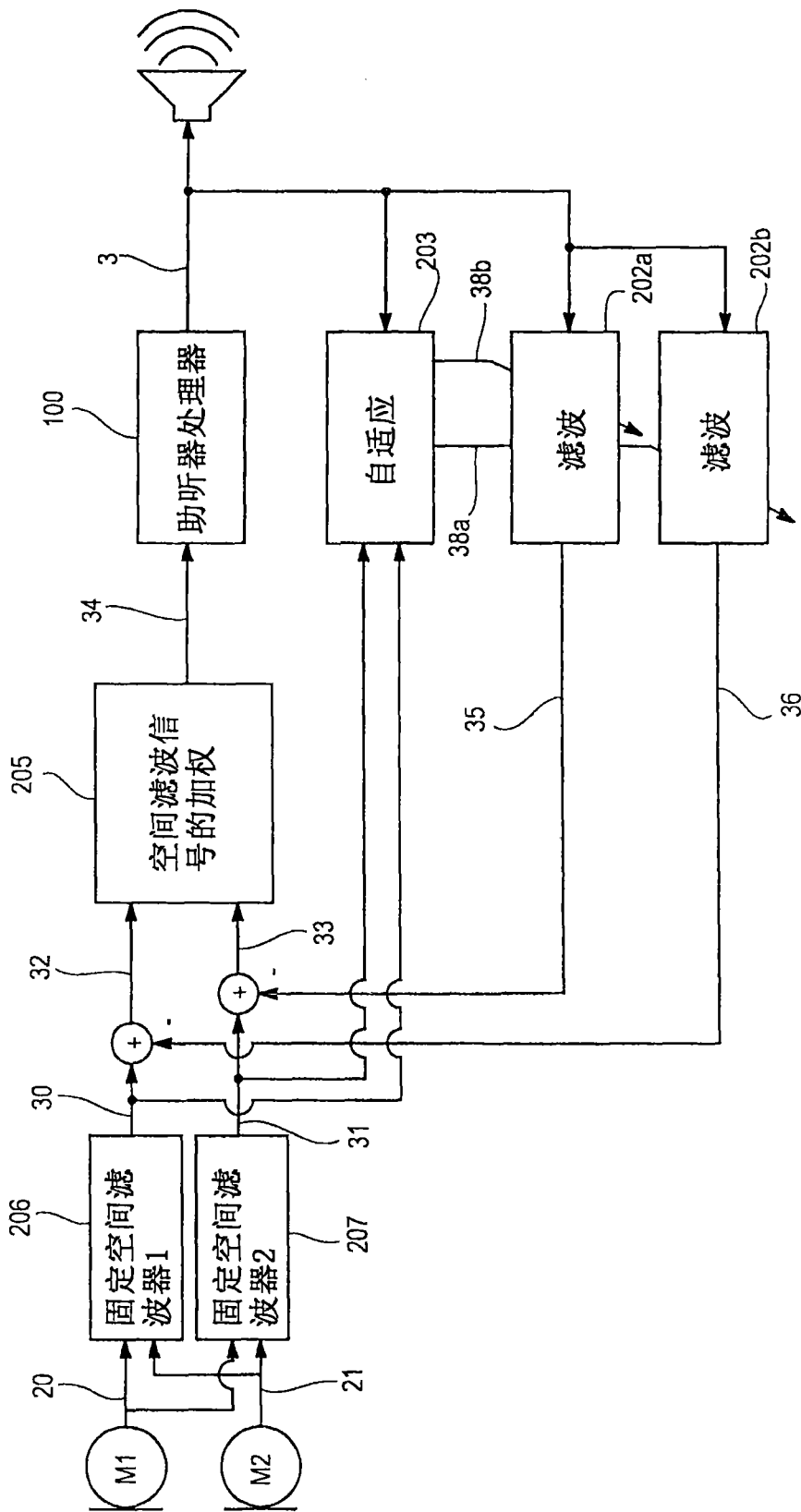


图3 (现有技术)

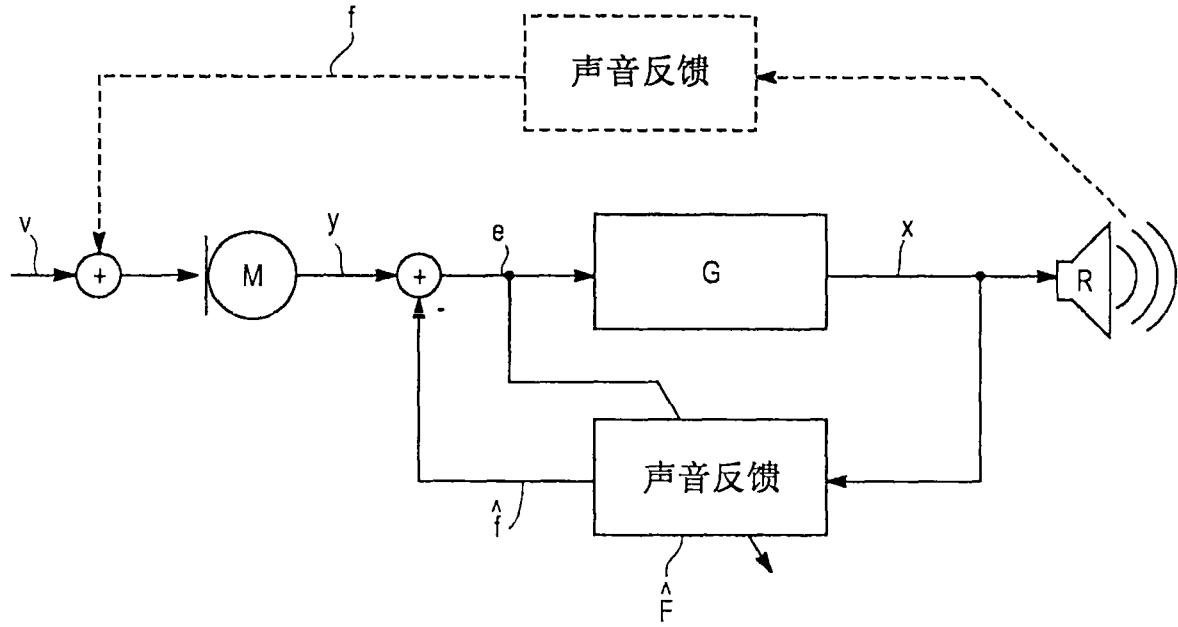


图4

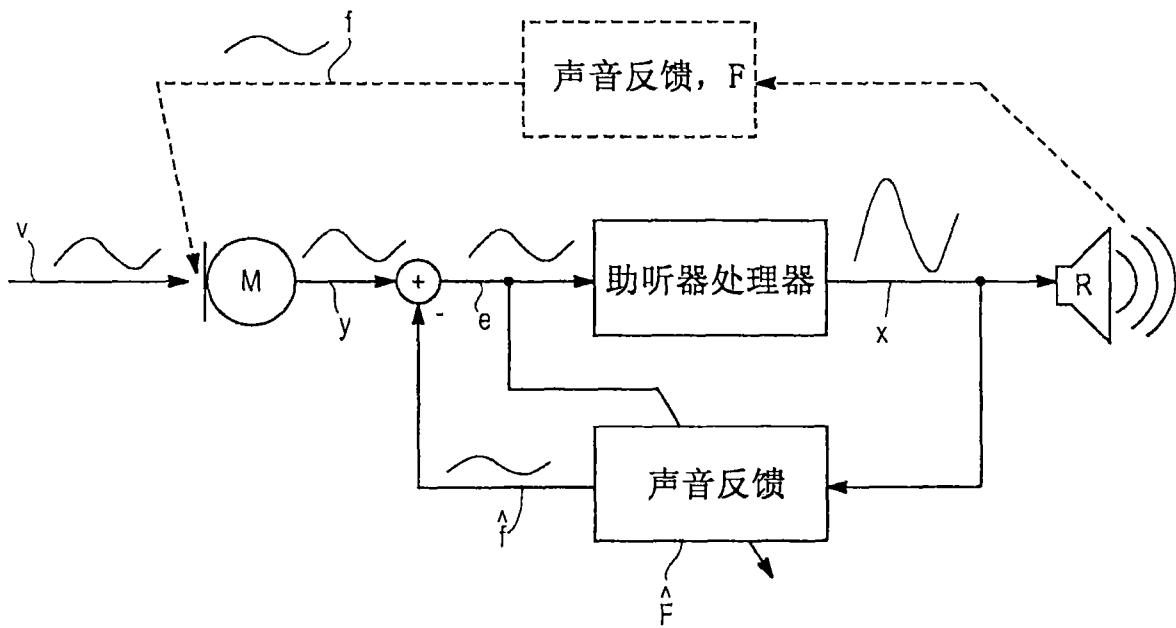


图5

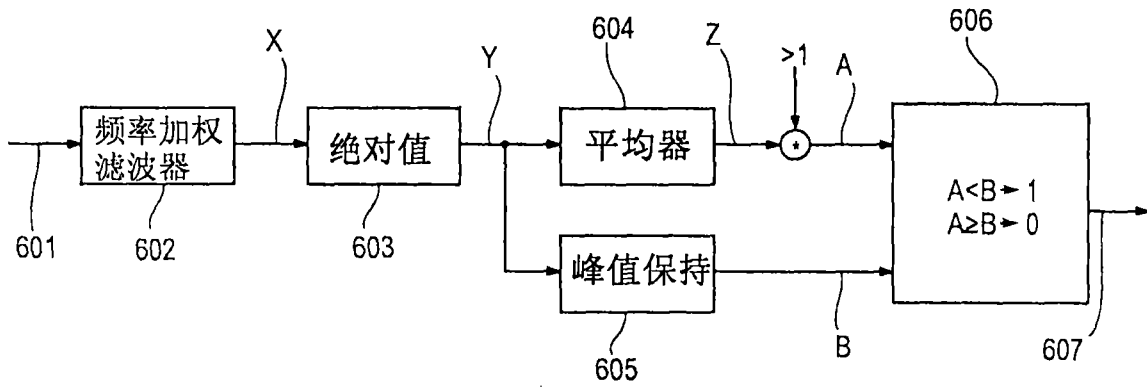


图6

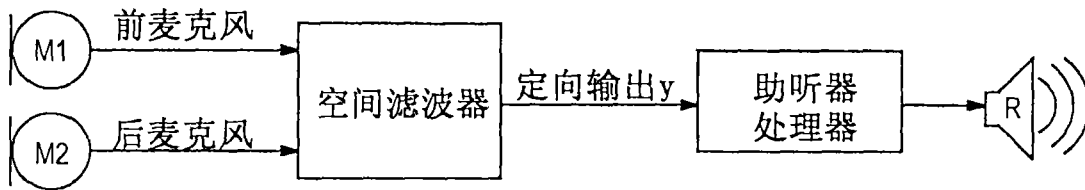


图7 (现有技术)

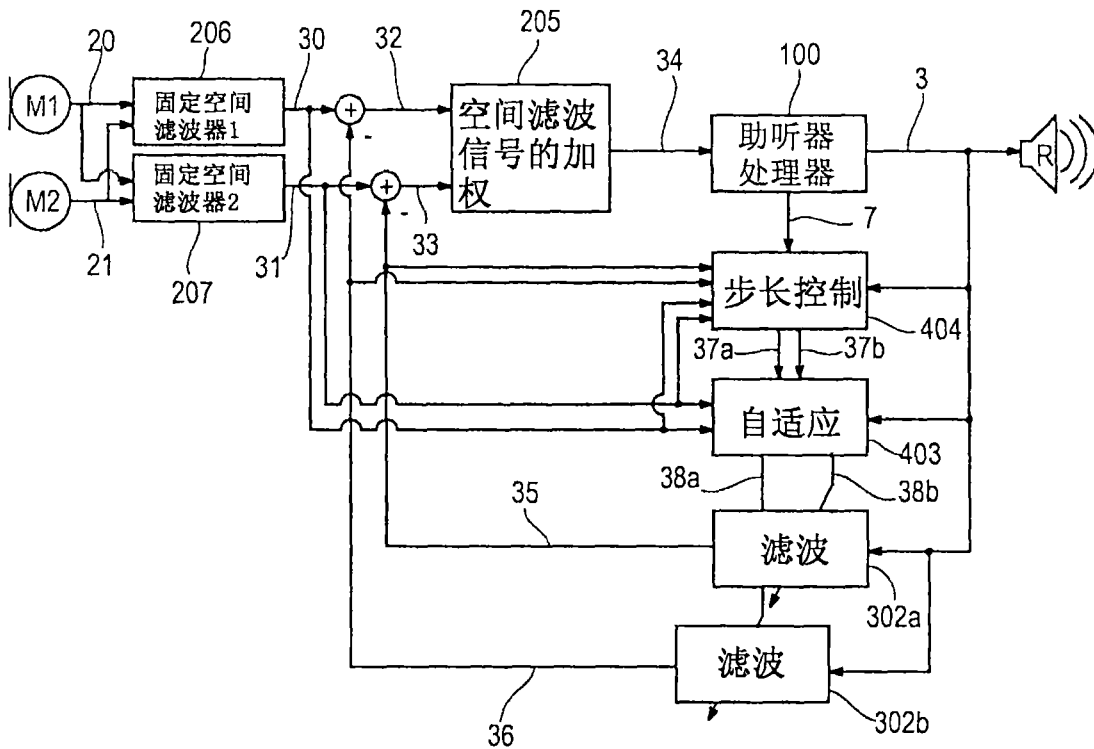


图8

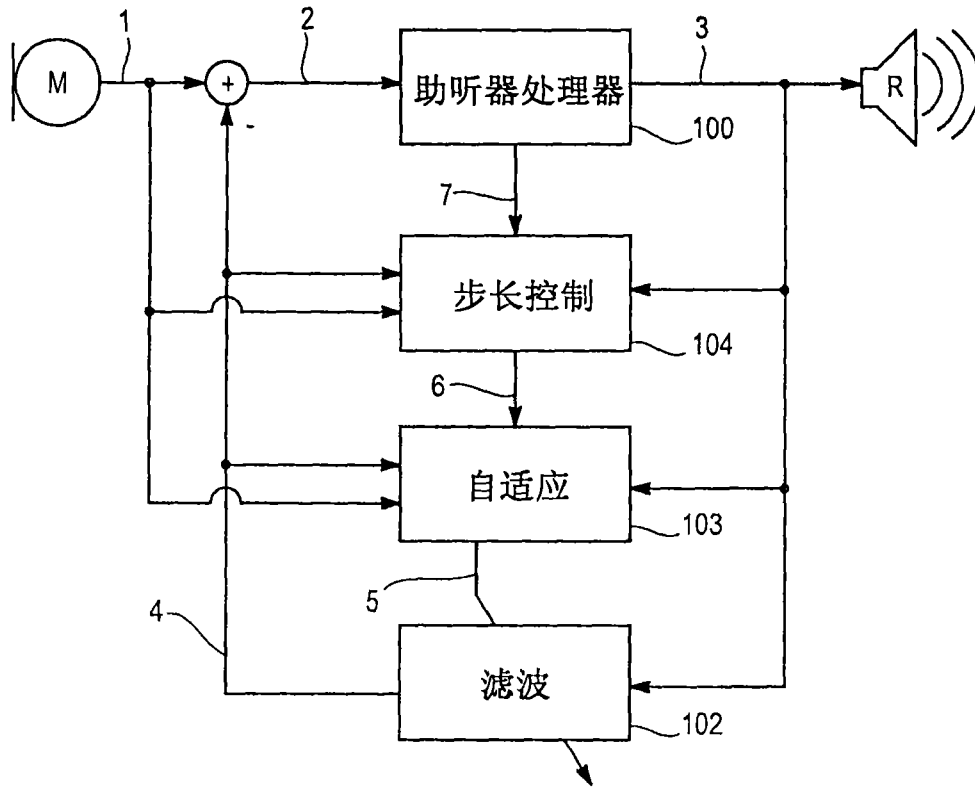


图9

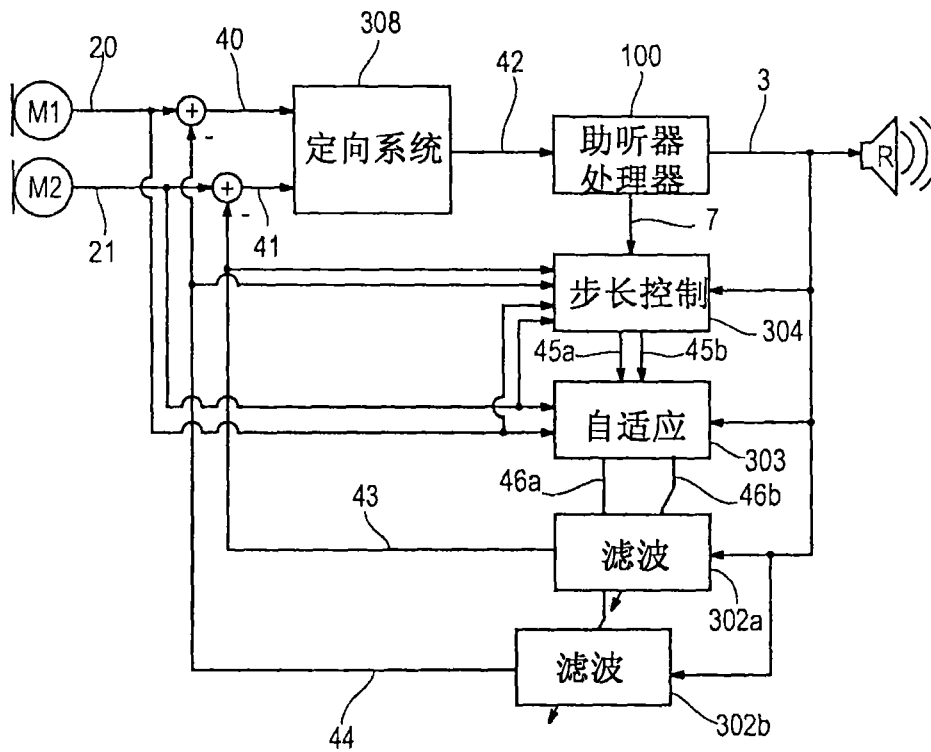


图10

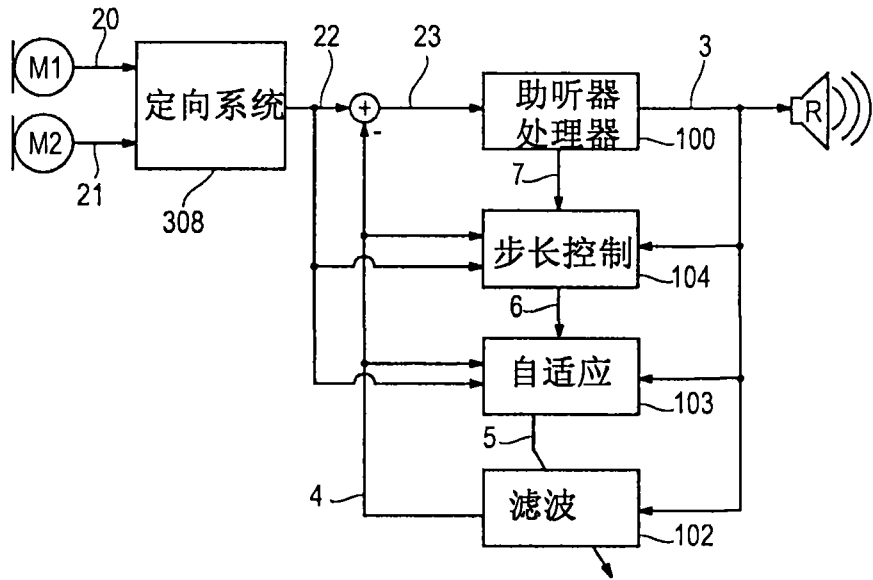


图11

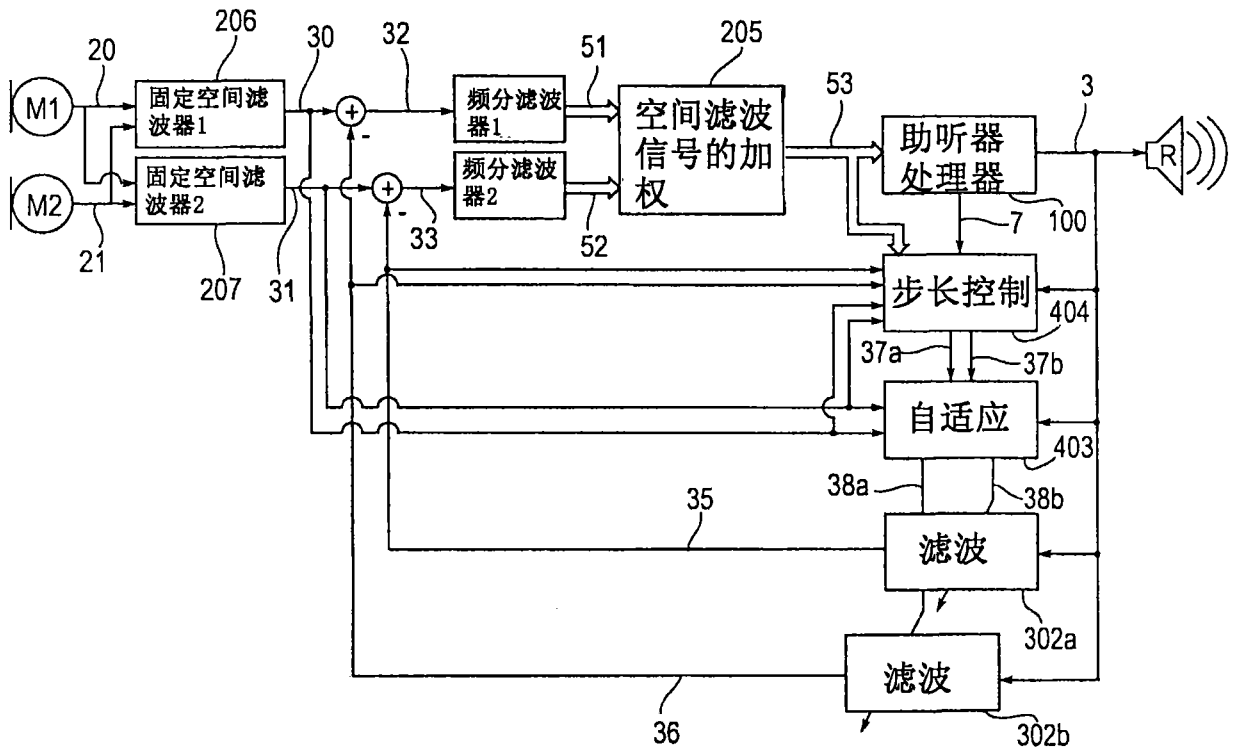


图12