



(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 101808265 B

(45) 授权公告日 2013. 11. 06

(21) 申请号 200911000248. 3

US 2007217639 A1, 2007. 09. 20,

(22) 申请日 2009. 12. 23

US 6876751 B1, 2005. 04. 05,

CN 101084697 A, 2007. 12. 05,

(30) 优先权数据

PA200801839 2008. 12. 23 DK

审查员 赵伟

(73) 专利权人 GN 瑞声达 A/S

地址 丹麦巴勒鲁普

(72) 发明人 范·德·维尔夫

(74) 专利代理机构 中原信达知识产权代理有限

责任公司 11219

代理人 关兆辉 谢丽娜

(51) Int. Cl.

H04R 25/00 (2006. 01)

H04R 3/02 (2006. 01)

(56) 对比文件

EP 1439736 A1, 2004. 07. 21,

EP 1191814 A1, 2002. 03. 27,

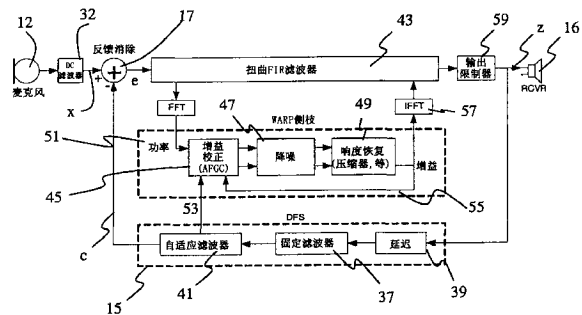
权利要求书3页 说明书13页 附图4页

(54) 发明名称

自适应反馈增益校正

(57) 摘要

本发明涉及一种助听器,包括输入变换器,以产生音频信号,反馈模型,被配置以对助听器的反馈路径进行建模,减法器,从该音频信号中减去反馈模型的输出信号以形成经补偿的音频信号,信号处理器,与减法器的输出相连,处理该经补偿的音频信号以执行听力损失补偿,以及接收器,与信号处理器的输出相连,以将处理后的经补偿的音频信号转换为声音信号,该助听器进一步包括:自适应反馈增益校正单元,基于反馈模型输出信号的剩余误差的估计,对经补偿的音频信号进行增益调整。



1. 一种助听器,包括  
输入变换器,用于产生音频信号,  
反馈模型,被配置用于对所述助听器的反馈路径进行建模,  
减法器,用于从所述音频信号中减去来自所述反馈模型的输出信号以形成经补偿的音频信号,  
信号处理器,与所述减法器的输出相连,用于处理所述经补偿的音频信号以执行听力损失补偿,以及  
接收器,与所述信号处理器的输出相连,用于将经处理的所述经补偿的音频信号转换为声音信号,  
所述助听器进一步包括:  
自适应反馈增益校正单元,被配置以补偿由所述反馈模型的剩余误差对经处理的所述经补偿的音频信号的响度的影响的方式,对所述经补偿的音频信号进行增益调整,所述增益调整基于所述剩余误差的估计。
2. 如权利要求 1 所述的助听器,其中所述信号处理器还被配置以执行降噪。
3. 如权利要求 1 所述的助听器,其中所述信号处理器可被配置以执行响度恢复。
4. 如权利要求 1 所述的助听器,其中所述信号处理器被配置以在一组频带  $k$  中执行多频带听力损失补偿。
5. 如权利要求 4 所述的助听器,其中所述反馈模型可被划分为一组频带  $m$ ,以在每个频带中分别对反馈路径进行建模。
6. 如以上权利要求中任意一项所述的助听器,其中所述反馈模型包括自适应反馈消除滤波器。
7. 如权利要求 6 所述的助听器,其中所述剩余误差的估计是基于来自所述自适应反馈消除滤波器的输出信号。
8. 如权利要求 6 所述的助听器,其中所述剩余误差的估计是基于所述自适应反馈消除滤波器的滤波系数。
9. 如权利要求 8 所述的助听器,其中所述滤波系数构成一组参考系数。
10. 如权利要求 9 所述的助听器,其中所述一组参考系数在配置期间确定。
11. 如权利要求 8 所述的助听器,其中所述剩余误差的估计基于所述自适应反馈消除滤波器的滤波系数与所述一组参考系数之间的偏差。
12. 如权利要求 1 所述的助听器,其中所述增益调整与所述听力损失补偿分开执行。
13. 如权利要求 4 所述的助听器,其中所述剩余误差的估计是基于在每个频段  $k$  中的剩余误差的估计  $A_k$ 。
14. 如权利要求 5 所述的助听器,其中所述反馈模型的频带  $m$  和所述听力损失补偿的频带  $k$  不相同。
15. 如权利要求 4 所述的助听器,其中所述信号处理器包括压缩器,以根据特定用户听力损失来压缩音频信号的动态范围。
16. 如权利要求 15 所述的助听器,其中所述压缩器被配置以使用数字频率扭曲来执行动态范围压缩。
17. 如权利要求 4 所述的助听器,其中所述剩余误差的估计是基于对所述估计中的自

适应宽带分量  $\beta$  的估计。

18. 如权利要求 17 所述的助听器,其中增益调整量  $\alpha_k$  通过以下来计算:

$$\alpha_k^2 = \frac{1}{(1 + \beta^2 |G_k|^2 |A_k|^2)}$$

其中,

每个频段  $k$  中的剩余误差  $R_k$  为

$$|R_k| = \beta |A_k|$$

其中,

$\beta$  是所述估计中的自适应宽带分量,并且

$A_k$  为在每个频段  $k$  中的剩余误差分量。

19. 如权利要求 18 所述的助听器,其中在所述自适应反馈消除滤波器的初始化期间估计  $A_k$ 。

20. 如权利要求 18 所述的助听器,其中  $\beta$  的确定是基于所述自适应反馈消除滤波器的滤波系数。

21. 如权利要求 20 所述的助听器,其中  $\beta$  通过以下来计算:

$$\beta = \max \left[ \beta_{\min}, c \frac{\|h * (w - w_{ref})\|}{\beta_{norm}} \right]$$

其中,

$\beta_{\min}$  代表  $\beta$  的最小值,

$h$  代表增强特定频率的滤波器,

$c$  为调谐参数,

$\beta_{norm}$  是用于标准化的常量  $\beta_{norm} = \|h * w_{ref}\|$ ,

$w$  为所述自适应反馈消除滤波器的系数向量,以及

$w_{ref}$  为在所述滤波器初始化期间获得的所述自适应反馈消除滤波器的参考系数向量。

22. 如权利要求 1 所述的助听器,进一步包括启动和释放滤波器,所述启动和释放滤波器被配置用于平滑增益校正单元中的处理参数。

23. 一种用在包括如下部件的助听器中的方法,

输入变换器,用于产生音频信号,

反馈模型,被配置用于对所述助听器的反馈路径进行建模,

减法器,用于从所述音频信号中减去来自所述反馈模型的输出信号以形成经补偿的音频信号,

信号处理器,与所述减法器的输出相连,用于处理所述经补偿的音频信号以执行听力损失补偿,以及

接收器,与所述信号处理器的输出相连,用于将经处理的所述经补偿的音频信号转换为声音信号,

所述方法包括以下步骤:

估计由所述反馈模型执行的反馈路径建模的剩余误差,以及

以补偿由所述反馈路径建模的剩余误差对所述经处理的所述经补偿的音频信号的响

度的影响的方式,基于所述剩余误差的估计来调整所述经补偿的音频信号的增益。

24. 如权利要求 23 所述的方法,其中所述反馈模型包括自适应反馈消除滤波器,所述方法进一步包括以下步骤:

监控所述自适应反馈消除滤波器的输出信号,并基于所述监控来估计所述剩余误差。

25. 如权利要求 23 所述的方法,其中所述反馈模型包括自适应反馈消除滤波器,所述方法进一步包括以下步骤:

监控所述自适应反馈消除滤波器的滤波系数,并基于所述监控来估计所述剩余误差。

26. 如权利要求 23 所述的方法,进一步包括在执行听力损失补偿之前执行增益调整的步骤。

27. 如权利要求 23-26 任一项所述的方法,进一步包括在所述信号处理器中在一组频段中执行多频段听力损失补偿的步骤,并且

基于每个频段  $k$  中所述剩余误差的估计  $A_k$  来估计所述剩余误差。

28. 如权利要求 27 所述的方法,其中基于所述估计中的自适应宽带分量  $\beta$  的估计来估计所述剩余误差。

## 自适应反馈增益校正

[0001] 本发明涉及一种用于在助听器中执行自适应反馈消除的方法。

[0002] 助听器包括输入变换器、放大器和接收器单元。当声音从接收器单元的扬声器中发出,部分声音将返回到输入变换器。这些返回到输入变换器的声音然后将再次被添加至输入变换器信号并再次被放大。该处理可能因而永不停止,并且当助听器增益高时可能导致啸叫。啸叫的问题已经被发现很多年了,在助听器的标准文献中其通常被称为反馈、回响、啸声或振荡。

[0003] 反馈限制了助听器可达到的最大稳定增益。一些传统的避免反馈问题的方法利用反馈消除单元,通过其自适应地估计反馈路径,产生反馈消除信号并将其从助听器的输入信号中减去。从而,可以在啸叫的开始之前取得多达 10 分贝的额外增益。

[0004] 然而,即使在很好的用于助听器的自适应数字反馈消除系统中,通常也会有剩余误差,例如反馈消除信号的增益不是太大,在这种情况下反馈过补偿到了助听器增益不足的程度,就是太小,在这种情况下信号的增益超出最大稳定增益限制并可能产生啸叫。

[0005] 本发明的目标之一就是提供一种改进的反馈消除方法。

[0006] 本发明的第一个方面涉及一种助听器,包括输入变换器,用于产生音频信号;反馈模型,被配置用于对助听器的反馈路径进行建模;减法器,用于从该音频信号中减去来自反馈模型的输出信号以形成经补偿的音频信号;信号处理器,与减法器的输出相连,用于处理经补偿的音频信号以执行听力损失补偿;以及接收器,与信号处理器的输出相连,用于将经处理的所述经补偿的音频信号转换为声音信号。助听器可以是多频带助听器,在不同的频带执行不同的听力损失补偿,从而解决了特定用户听力损失的频率依赖性。在多频带助听器中,来自输入变换器的音频信号被划分为两个或者更多的频道或频带;并且,通常,音频信号在每个频带中被不同地放大。例如,可以利用压缩器根据特定用户听力损失来压缩音频信号的动态范围。在多频带助听器中,压缩器在每个频带中执行不同的压缩,不仅压缩率不同,而且与每个频带相关的时间常数也不同。该时间常数是指启动和释放时间常数。

[0007] 助听器可以进一步包括自适应反馈增益校正单元,其用于基于来自反馈模型的输出信号的剩余误差的估计,在对经补偿的音频信号处理中进行增益调整。

[0008] 助听器可以有启动和释放滤波器,这些滤波器被配置用于对自适应反馈增益校正单元中的参数进行平滑处理。

[0009] 反馈模型可以包括自适应反馈消除滤波器。

[0010] 剩余误差估计可以是基于自适应反馈消除滤波器的滤波系数。

[0011] 剩余误差估计可以是基于对自适应反馈消除滤波器输出信号的监控。

[0012] 由于自适应反馈消除滤波器的输出信号的信号功率级别与自适应反馈消除滤波器的滤波系数的性能/匹配相关,在可选的实施方式中,剩余误差的估计可以基于自适应反馈消除滤波器输出信号的信号功率级别。可选的,剩余误差可以基于自适应反馈消除滤波器的滤波系数以及自适应反馈消除滤波器输出信号的信号功率级别。

[0013] 增益调整可以与听力损失补偿分开执行。

[0014] 信号处理器可被配置为在一组频带中执行多频带听力损失补偿。然后,剩余误差

的估计可以是基于每个频带  $k$  中的剩余误差估计  $A_k$ 。

[0015] 适应反馈路径中的变化的反馈模型,例如自适应滤波器,可以是宽带模型,即在助听器的整个频率范围或者在没有被划分为一组频带的助听器频率范围的显著部分中,该模型都能工作,从而,剩余误差估计可以基于对所述估计中的自适应宽带分量  $\beta$  (an adaptive broad-band contribution  $\beta$  to the estimate) 的估计。

[0016] 反馈模型可被划分为一组频带,以在每个频带中分别对反馈路径进行建模。在这种情况下,剩余误差的估计可以基于用于反馈模型的每个频带  $m$  的估计的自适应分量  $\beta_m$  的估计。

[0017] 反馈模型的频带  $m$  和听力损失补偿的频带  $k$  可以是相同的,但优选的,它们是不同的,最好反馈模型的频带  $m$  的数量少于听力损失补偿的频带的数量。

[0018] 本发明的第二个方面涉及一种用在包括如下部件的助听器中的方法,即包括输入变换器,用于产生音频信号;反馈模型,被配置用于对助听器的反馈路径进行建模;减法器,用于从音频信号中减去来自反馈模型的输出信号以形成经补偿的音频信号;信号处理器,与减法器的输出相连,用于处理经补偿的音频信号以执行听力损失补偿;以及接收器,与信号处理器的输出相连,用于将经处理的所述经补偿的音频信号转换为声音信号。

[0019] 该方法进一步包括以下步骤:估计由反馈模型执行的反馈路径建模的剩余误差,以及基于该估计来调整经补偿的音频信号的增益。

[0020] 反馈模型可以包括自适应反馈消除滤波器,在这种情况下该方法可以进一步包括以下步骤:监控自适应反馈消除滤波器的滤波系数,基于该监控来估计剩余误差。

[0021] 增益调整的步骤可在执行听力损失补偿之前执行。

[0022] 本发明的第三方面涉及一种助听器,包括信号处理器,与信号处理器电连接的输入变换器,与信号处理器电连接的接收器,以及被配置用于抑制来自从接收器到输入变换器的信号路径的反馈的自适应反馈消除滤波器,

[0023] 该助听器进一步包括:

[0024] 反馈增益校正单元,被配置用于调整信号处理器的增益参数,该调整基于自适应反馈消除滤波器的系数。

[0025] 信号处理器的增益参数的调整可以包括对信号处理器的输入信号的增益调整。

[0026] 增益参数的调整可以进一步基于一组参考系数。

[0027] 增益参数的调整可以进一步基于反馈消除滤波器的滤波系数与滤波系数的一组参考值之间的偏差。

[0028] 参考系数可以通过配置状态下的测量和/或基于先前增益调整的估计来确定。

[0029] 本发明的第四个方面涉及一种调整助听器的信号处理器的增益参数的方法,该方法包括以下步骤:

[0030] 监控助听器的反馈消除滤波器的滤波系数,以及

[0031] 根据监控的滤波系数来调整信号处理器的增益参数。

[0032] 信号处理器的增益参数的调整可以包括对信号处理器的输入信号的增益调整。

[0033] 信号处理器增益参数的调整可以进一步基于一组参考滤波系数。

[0034] 增益参数的调整可以进一步基于反馈消除滤波器的滤波系数与一组参考滤波系数的偏差。

[0035] 信号处理器的增益参数的调整在多个频带中分频段确定或在宽带中确定,并可在多个频带中分频段执行。

[0036] 信号处理器的增益参数的调整可在多个频带中分频段确定或在宽带中确定,并在宽带中执行。

[0037] 反馈消除可通过从输入信号中减去估计的反馈信号来执行。

[0038] 信号处理器可被配置以执行降噪和 / 或响度恢复。

[0039] 参考以下附图对本发明进行更详细的描述:

[0040] 图 1 示意性示出了一种助听器,

[0041] 图 2 示意性示出了一种带有反馈消除的助听器,

[0042] 图 3 是助听器中反馈消除的概念性的图示,

[0043] 图 4 示意性示出了具备增益校正的反馈消除的概念性模型,

[0044] 图 5 示意性示出了一种带有具备增益校正的自适应反馈消除的助听器,

[0045] 图 6 是一种带有反馈消除单元的助听器示意性图示,

[0046] 图 7 表示根据本发明的方法的实施例的流程图,

[0047] 图 8 表示根据本发明的方法的优选实施例的流程图。

[0048] 以下将参考附图更完整的描述自适应反馈增益校正,其中图示了各种示例。为了清楚,附图是示意性的,并且为了清除而简化,它们仅仅示出了对于理解发明关键的细节,而省去了其他细节。本发明可以未在附图中示出的不同的形式实现,不能被理解为限于此处所列的例子。更确切的,这些例子被提供以使得公开充分完整,充分的向所属领域的技术人员表达本发明的保护范围。同样的附图标记始终代表同样的元件。

[0049] 助听器的一种实施例包括:输入变换器、放大器和接收器单元。变换器通常可以理解为能够将能量从一种形式转换为另一种形式的单元。在一个实施例中,输入变换器是麦克风,其是一种可以将声音信号转换为电信号的单元。在另一个实施例中,它是拾音线圈,可将磁场能量转换为电信号。在优选实施例中,输入变换器包括麦克风和拾音线圈,并且还可以包括切换系统,可通过其在麦克风和拾音线圈输入之间进行切换。使用期间,麦克风接收了接收器发出的部分声音。接收器线圈产生的电磁场也可延及到拾音线圈,并被加至由拾音线圈获得的电磁场或磁场。这些由接收器发出并由输入变换器接收的声音和电磁场被称为反馈。这些是不希望有的,其可能会导致某些频率的再次放大并使得助听器的佩戴者不舒服。因此,助听器里需要包括反馈消除单元。输入变换器可以是麦克风或者类似物。不仅听得到的声音会导致反馈,助听器壳体的振动也会导致反馈。

[0050] 从而,由于以上所述的反馈消除器性能的限制,会导致估计的反馈消除信号和实际反馈信号间的剩余误差。因此,本发明的一个目的便是提供一种改善反馈消除的系统,其通过提供反馈消除系统解决了反馈消除系统的剩余误差。

[0051] 本发明提供自适应反馈增益校正 (AFGC) 以减少或消除反馈模型的剩余误差。为了达到这个目标,需要提供模型误差的估计。该模型误差的估计可与先前确定的最大稳定增益限制相结合以提供可以维持稳定性并可以理想地恢复正常响度的充足的增益校正。

[0052] 通常,助听器在不同的频带执行不同的听力损失补偿,从而解决了特定用户听力损失的频率依赖性。这样的多频道或多频带助听器将来自例如一个或多个麦克风、拾音线圈等的输入变换器的音频信号划分为两个或更多的频道或频带;并且通常,在每个频带中

不同地放大音频信号。例如,可以利用压缩器根据特定用户的听力损失来压缩音频信号的动态范围。在多频带助听器中,压缩器在每个频带中执行不同的压缩,不仅压缩率不同,而且与每个频带相关的时间常数也不同。该时间常数是指启动和释放时间常数。启动时间是指压缩器起作用并在大响声的开始降低增益所需的时间。相反的,释放时间是指压缩器起作用并在大响声停止后增加增益所需的时间。

[0053] 在多频带助听器中,模型误差的估计可在每个频带中与先前确定的最大稳定增益限制相结合以提供可以保持稳定性并且可以理想地恢复正常响度的适当的增益校正。

[0054] 图 1 示意性示出了助听器 10 中总体上的反馈。图 1 中,外部信号是麦克风 12 接收的声音信号,麦克风 12 将声音信号转换为输入到信号处理器 14 的音频信号。在信号处理器 14 中,音频信号根据用户的听力损失被放大。信号处理器 14 可以包括例如多频带压缩器。信号处理器 14 的输出信号被接收器 16 转换为声音信号,当用户正确佩戴助听器时接收器 16 将声音信号直接传至用户的耳膜。通常,不可能完全阻止来自接收器 16 的声音信号同样传至麦克风 12,如图 1 中反馈路径 22 所示。

[0055] 信号 18 从接收器 16 泄露返回输入变换器 12 的现象被称为反馈。低放大时反馈仅仅引入了声音的无害音色。然而,当助听器增益很大并且从接收器 16 传播返回输入变换器 12 的放大的信号开始超过原始信号的等级时,反馈回路变得不稳定,其导致可闻失真 (audible distortion) 和啸声。

[0056] 为了克服反馈的问题,大部分数字助听器使用了图 2 所示的被称为反馈消除的技术。

[0057] 图 2 示意性示出了带有反馈模型 15 的传统助听器 10 的方框图。该反馈模型 15 模拟反馈路径 22,即反馈模型试图产生与沿反馈路径 22 传回的信号相同的信号。在传统的助听器 10 中,反馈模型 15 通常是自适应数字滤波器 15,其适应反馈路径 22 的变化。助听器 10 进一步包括麦克风 12 以接收输入的声音并将其转换为音频信号。该音频信号在信号处理器 14 中被处理以补偿助听器 10 的用户的听力损失。接收器 16 将信号处理器 14 的输出转换为声音。从而,信号处理器 14 可以包括各种信号处理元件,例如放大器、压缩器和降噪系统等等。反馈模型 15 产生补偿信号至减法单元 17 以抑制或者消除反馈信号 24,由此沿反馈路径 22 的反馈在信号处理器 14 处理之前被抑制或消除。

[0058] 外反馈路径 22 被表示为在接收器 16 和麦克风 12 之间的虚线 18、24。外反馈路径 22 使得麦克风 12 可能从接收器 16 拾取声音,该声音可能导致公知的反馈问题,例如啸叫。在接收器 16 和麦克风 12 之间也可能有内反馈路径。该内反馈路径可以包括在助听器 10 壳体内部的在接收器 16 和麦克风 12 之间的声学连接、机械连接或声学 and 机械连接的组合。

[0059] 在反馈模型 15 没有完美地模拟外反馈路径和 / 或内反馈路径 22 的情况下,小部分反馈信号将被再次放大。以下,将描述反馈路径的模型 15 和实际反馈路径 22 的差异对于助听器 10 放大性能的影响。

[0060] 在本文的剩余部分,简化的数学符号将被使用,其中小写字母表示时域信号,大写字母表示它们的  $z$ - 变换。图 2 可通过假设所有模拟器件的线性特性并将其影响合为一条反馈路径简化,而得到图 3。

[0061] 图 3 示意性示出了助听器 10 的信号路径。音频信号 26 由输入变换器产生并如图 3 所示被处理以提供给用户的听力损失校正的输出信号  $z$ 。音频信号 26 被加至通过反馈路



径 22 泄露返回输入变换器（未示出）的反馈信号 24。反馈信号 24 通过在减法单元 17 中减去反馈模型 15 的模型信号 28 而被补偿或抑制。反馈模型 15 可以包括反馈补偿滤波器。

[0062] 参考图 3, 剩余误差可被定义为：

$$[0063] \quad R = F - C$$

[0064] 其表示反馈模型 28 的输出信号和通过实际反馈路径 22 泄露返回输入变换器的信号之间的差异。

[0065] 通过使用该剩余误差, 图 3 中的模型的传递函数变为

$$[0066] \quad \frac{Z}{X} = \frac{G}{1 - GR},$$

[0067] 其示出了由助听器近似 G 提供的有效增益, 当  $|GR| \ll 1$ , 即当剩余误差非常小时, G 是助听器增益。

[0068] 以下, 将带有反馈消除的助听器的输出功率与具有最优反馈消除的助听器, 即  $R = 0$  的助听器, 相比较。这样的理想助听器的预期输出功率为  $E[z_{ideal}^2] = |G|^2 E[x^2]$ , 其中 E 为期望算子。

[0069] 实际助听器的预期的输出功率为

$$[0070] \quad E[z^2] = E\left[\left|\frac{G}{1 - GR}\right|^2\right] E[x^2]$$

[0071] 将这些功率估计相除定义了：由于 F 和 C 之间的不匹配, 助听器错误地提供给了用户的额外增益  $g_e$ ,

$$[0072] \quad g_e^2 = \frac{E[z^2]}{E[z_{ideal}^2]} = E\left[\frac{1}{|1 - GR|^2}\right]$$

[0073] 为了将该定义用于实际的使用, 还需要预期算子的具体方案, 这可以通过对 R 的相位作一些假设成来实现。例如, 当没有关于 R 的准确的相位信息时, 最坏情况的额外增益  $g_{wce}$  变为

$$[0074] \quad g_{wce} = \frac{1}{1 - |GR|}$$

[0075] 可选的, 为了更逼真, 预期的额外增益  $g_{ee}$  可以通过在复杂平面内的所有角度积分（相应于相位均匀分布的假设）得到

$$[0076] \quad g_{ee} = \frac{1}{\sqrt{1 - |GR|^2}}$$

[0077] 原则上, 可以通过假设相位总是使得分母最大而算出优化估计, 但是这通常需要非常精确的相位信息以用于任何实际应用。

[0078] 在先前部分, 示出了在真实反馈路径 F 和反馈模型 C 之间的不匹配如何改变助听器提供的有效增益。现在考虑一种设计, 其中额外增益得到补偿（假设预期的情况为有效增益超出所需增益）。

[0079] 图 4 示意性示出了本发明一个实施例中的信号处理。应当注意的是, 并非图 4 里示出的所有信号都可观测。图 4 示出了助听器的信号处理, 该助听器包括输入变换器（未示出）用以产生音频信号 x, 反馈模型 C, 优选的还包括自适应反馈消除滤波器, 被配置以模

拟助听器的反馈路径 F 从而产生信号 c。助听器进一步具有减法器（未示出），用以从音频信号 x 中减去来自反馈模型 C 的输出信号 c，以生成经补偿的音频信号  $e = x + f - c$ 。信号 f 是沿反馈路径 F 传播回输入变换器的反馈信号，其也被输入变换器转换。更进一步，信号处理器与减法器的输出相连，用以处理经补偿的音频信号 e 以执行听力损失补偿，接收器（未示出）与信号处理器的输出相连以将经补偿的音频信号 z 转换为声音信号，当用户正确佩戴助听器时该声音信号被直接送至用户的耳膜。

[0080] 为了补偿剩余误差 r 或者由反馈模型 C 产生的模型信号 c 与从接收器（未示出）传播回输入变换器（未示出）的信号 f 之间的差异带来的影响，助听器进一步包括自适应反馈增益校正单元 AFGC 以得到经补偿的音频信号 e 的增益调整量  $\alpha$ 。该增益调整量  $\alpha$  由反馈模型 C 执行的反馈路径建模的剩余误差 r 的估计确定。

[0081] 在图 4 示出的实施例中，增益调整量  $\alpha$  基于信号处理器使用的增益和反馈模型 C 的参数，例如反馈模型 C 的自适应反馈消除滤波器的滤波系数。

[0082] 在图示的实施例中，增益调整与在信号处理器中执行的听力损失补偿分开执行，并在其之前执行。这样，能够以传统的方式设计并使用除 AFGC 之外的其他信号处理电路。例如，用来调整信号处理器中多频带压缩器的拐点、压缩率以及时间常数以使助听器适合特定用户听力损失的验配软件的开发通常相当复杂。通过图 4 中图示的 AFGC 的结构，验配软件不需要为了与 AFGC 匹配而改变。

[0083] 进一步，图 4 的信号处理器作用于信号 y，其与由所需的语音信号产生的音频信号的所需要的部分的响度相匹配，从而听力损失补偿，例如响度恢复，将基于感兴趣的信号而感知。

[0084] 增益调整可在信号路径中的其他位置被执行，例如在信号处理器之后，但是处理的其他部分必须应对反馈模型 C 的剩余误差 r。

[0085] 在多频带助听器中，最好为助听器的每个频带确定增益调整量  $\alpha_k$ 。

[0086] 以下进一步解释增益调整量  $\alpha$  的确定。

[0087] 图 4 中，信号 x 是输入变换器（未示出）提供的音频信号，信号 r 是剩余误差信号，也是输入变换器（未示出）提供的，f 是实际反馈信号。应当注意的是，并非所有示出的信号都可观测。可观测的信号，即由助听器处理器确定的，有 e, c, y 和 z。需要找到增益因子或增益校正因子  $\alpha$  使满足

$$[0088] \quad E[x^2] = E[y^2]$$

[0089] 从而（理想的）增益校正之后的信号功率相应于音频信号的功率，并且输出 z 因此反映期望的放大。为了符号简单，以下将省略期望算子而用变量代替（这是有根据的，因为所有信号的平均值为 0）。

[0090] 基于剩余误差 r 和音频信号 x 非相关的假设，因为反馈消除器操作的方式是使得相关性最小，该假设是合理的，从而经反馈补偿的信号 e 的信号功率为

$$[0091] \quad \sigma_e^2 = \sigma_x^2 + \sigma_r^2。$$

[0092] 使用增益校正因子  $\alpha$  而后得到

$$[0093] \quad \sigma_y^2 = \alpha^2 \sigma_e^2，$$

[0094] 其理想地匹配音频信号功率（见下）。

[0095] 使用助听器增益 G 并通过剩余误差模型传播得到

$$[0096] \quad \sigma_r^2 = |R|^2 |G|^2 \sigma_y^2$$

[0097] 结合以上所有得到信号 e 信号功率的以下估计

$$[0098] \quad \sigma_e^2 = \sigma_x^2 + \sigma_r^2 = \sigma_x^2 + \alpha^2 |G|^2 |R|^2 \sigma_e^2$$

[0099] 重新排列各项得到音频信号功率的以下估计 (注意当  $\alpha$  设为 1 时, 相当于以上  $g_{ee}$  的估计)

$$[0100] \quad \sigma_x^2 = (1 - \alpha^2 |G|^2 |R|^2) \sigma_e^2$$

[0101] 使其与增益校正 ( $\sigma_y^2 = \alpha^2 \sigma_e^2$ ) 之后的功率等价得到

$$[0102] \quad (1 - \alpha^2 |G|^2 |R|^2) \sigma_e^2 = \alpha^2 \sigma_e^2$$

[0103] 约去变量并重写各项后得到增益校正的平方

$$[0104] \quad \alpha^2 = \frac{1}{(1 + |G|^2 |R|^2)}$$

[0105] 将以上结果扩展到多频带是可能的。对每个频带  $k$ , 剩余误差  $|R_k|$  被定义并与所需增益  $|G_k|$  结合如下

$$[0106] \quad \alpha_k^2 = \frac{1}{(1 + |G_k|^2 |R_k|^2)}$$

[0107] 以下将更详细讨论自适应反馈增益校正 (AFGC) 实现的实施例。

[0108] 以下结合图 5 进一步解释确定剩余误差  $|R_k|$  的一种方法。图 5 示意性图示了一种带有压缩器的助听器, 其使用数字频率扭曲 (digital frequency warping) 执行动态范围压缩。这样的助听器在 W003/015468 中被更详细公开, 特别地, W003/015468 的图 10 和说明书相应部分中给出了扭曲压缩器的基本工作原理。图 5 中所示的根据本发明的助听器相当于 W003/015468 的图 10 的助听器; 然而, 反馈消除、AFGC 以及降噪已被加至助听器的信号处理电路。也可以加上其他处理电路。本发明还可有效地应用于其中频带未被扭曲多频带助听器。

[0109] 图 5 示意性图示的助听器具有一个单独的麦克风 12。然而, 助听器可以包括两个或多个麦克风, 可能包括波束形成器。为了简洁, 这些部件未示出。类似的, 为了简洁, 没有示出可能的 A/D 和 D/A 转换器、缓存结构、可选附加频道等。

[0110] 麦克风 12 接收的输入信号通过确保信号具有 0 平均值的 DC 滤波器 32, 这方便了之前所述的统计的计算。在变化的实施例中, 麦克风 12 接收的信号可被直接送至减法器 17。

[0111] 如已说明的, 反馈消除可以通过从音频信号  $x$  中减去估计的反馈信号  $c$  来实现。反馈信号估计是通过数字反馈抑制 (DFS) 子系统 15 计算的, 其包括一串作用于 (延迟的) 助听器输出信号  $z$  的固定滤波器 37 和自适应滤波器 41。原则上只有一个自适应滤波器 41 是必须的, 为了获得效率和性能在此引入了 (多个) 固定滤波器 37 和松散延迟 (bulk delay) 39。(多个) 固定滤波器 37 通常是在某个时间点, 例如在开启助听器耳机或验配情况下, 初始化的全极点或普通的无限冲击响应 (IIR) 滤波器。自适应滤波器 41 优选是有限冲击响应 (FIR) 滤波器, 但原则上可以使用任何其它的自适应滤波器结构 (网格 (lattice)、自适应 IIR 等)。在优选实施例中, 自适应滤波器 41 是全零滤波器。

[0112] 在图示的实施例中, DFS 是宽带系统, 即 DFS 工作在多频带助听器的整个频率范

围。然而,就像执行响度恢复的助听器的信号处理器,比如压缩器,DFS也可被划分为许多频带,在每个频带具有单独反馈消除。信号处理器频带和DFS频带可以是相同的,但它们通常是不同的,优选的,DFS比执行响度恢复的信号处理器的频带数量少。DFS子系统15的输出信号c被从音频信号x中减去并转换到频域。就如W003/015468中,特别在W003/015468的图10和说明书的相应部分中更详细说明的,图5所示的助听器具有侧枝结构,其中信号分析在信号路径之外完成;使用侧枝结构的输出构造的时域滤波器完成信号整形。扭曲侧枝系统具有高质量低延迟信号处理的优点,但原则上可以使用任何合乎规范的FFT系统,多速率滤波器组或非扭曲侧枝系统。从而,尽管使用频率扭曲很方便,但是其并非为实现发明所必须。

[0113] 通过构造扭曲的(warped)快速傅立叶变换(FFT)开始信号分析,扭曲的快速傅立叶变换为每个扭曲频带提供信号功率估计。在FIR滤波器43中通过用全通滤波器替换FIR滤波器43抽头延迟线的单元延迟来获得扭曲。然后,在扭曲侧枝51中,所谓的增益代理的链路以特定的顺序在每个频带中分析这些功率估计以及调整增益和相应的功率。这里所示的顺序是自适应反馈增益校正45(AFGC)、降噪47和响度恢复49。其它的实施例也可以采用其它的组合或顺序。

[0114] 第一增益代理,AFGC45,从DFS子系统15获取输入,如箭头53所示,DFS子系统15提供反馈模型相关误差的估计。在先前迭代中计算的响度恢复模块49输出的频域增益向量(代表扭曲FIR滤波器43采用的当前增益)被输入到AFGC45,如箭头55所示。AFGC45然后将这些输入与其自己的反馈参考增益设置(现有技术,例如在合适的情况下通过测量或估计反馈路径从初始值获得)结合以计算适当的增益调整量。下面会更详细的描述增益调整量的确定。这里可选所示的提供降噪处理的第二增益代理47。降噪是在现代助听器中经常使用的使人舒服的特征。开始的两个代理试图以使信号最优的展现给任何听者而没有听力损失的方式来整形信号,即其试图恢复原始信号的包络而没有不想要的噪声或反馈。

[0115] 最后,(多个)剩余的增益代理49调整响度以补偿取决于用户的听力损失。如AFGC单元45所完成的没有反馈的原始信号的响度恢复,与如响度恢复模块49所执行的为听力受损的听者恢复正常的响度知觉,这两者之间的显著区别应当被注意。后者通常需要有效放大(其使得需要反馈抑制系统),并且其经常与多频带压缩以及限制策略相结合(以便相对于吵闹的声音,为柔和的声音提供更多放大)。

[0116] 如前提到的,原则上,增益链中的代理45、47和49可以被重新排序,例如将AFGC代理45放在该链的端部。然而,目前优选使用所图示的顺序,即,在执行取决于听力损失的调整之前首先校正信号包络,其中所述取决于听力损失的调整可以是非线性和取决于声压级的。

[0117] 在增益链的最后,由频域的输出增益向量构成的输出55,,通过使用逆快速傅立叶变换(IFFT)57变换回时域,将被用作扭曲FIR滤波器的系数向量,输出增益向量包括在每个频带中每个独立增益代理的组合分量(contribution)。增益向量也被传播回AFGC单元45以在下次的增益调整确定中使用,如箭头55所示。

[0118] 最后,经过扭曲FIR滤波器43的信号被在输出限制器59中限制地输出以确保(可能未知)接收器16和/或麦克风12的非线性不会过多影响反馈路径。否则,DFS系统15

可能不能合适地模拟极限信号大小。实际中, 单独的输出限制是可选的, 因为其可能已经通过动态范围压缩器或通过限制数字信号处理器 (DSP) 定点精度提供了。

[0119] 为了计算实际增益校正, 需要剩余误差的模型。

[0120] 假设剩余误差可以近似为

$$[0121] \quad |R_k| = \beta |A_k|$$

[0122] 其中,  $\beta$  是反馈消除器的部分剩余的自适应宽带估计,  $|A_k|$  基于反馈路径的先前认知提供取决于频带的常量。

[0123] 使用这个公式, 频带  $k$  的增益调整量的平方变为

$$[0124] \quad \alpha_k^2 = \frac{1}{(1 + \beta^2 |G_k|^2 |A_k|^2)}$$

[0125] 其在一 dB 量度下转化为

$$[0126] \quad \Delta g_k = -10 \log_{10}(1 + \beta^2 |G_k|^2 |A_k|^2) = -10 \log_{10}(1 + 10^{0.1(\beta_{dB} + G_{k,dB} + A_{k,dB})})$$

[0127] 其中  $\Delta g_k$  以 dB 为单位提供增益校正指标, 即增益调整量的指标。这里使用符号  $\Delta g_k$  而不是线性形式  $\alpha_k$ , 因为侧枝中的增益通常在对数域中计算。以下,  $(\beta_{dB} + G_{k,dB} + A_{k,dB})$  被当作不正确的剩余反馈增益  $r_u$  (单位 dB)。实际中,  $r_u$  从实际的助听器增益递归地更新, 其在增益链的输出有效, 即响度恢复模块 49 的输出, 包括所有增益代理、先前的增益校正以及反馈参考增益的分量。

[0128] 由于不同的增益在闭环中更新, 可能会发生振荡。为了减少可能打乱增益波动, 使用启动和释放滤波器来平滑增益调整。可以使用快速启动来快速处理反馈路径中的突然改变。通过对减少的增益的缓慢释放, 减弱了可能的振荡。

[0129] 在图示的实施例中, 在两个阶段使用了启动和释放滤波器。在第一阶段, 使用可配置的启动和释放速率来平滑用于所有频带的 DFS 的特征量  $\beta$ 。在第二阶段, 瞬间启动与缓慢固定步距释放相结合, 其应用于每个频带。

[0130] 由于在 DSP 上为每个频带计算  $\exp$  和  $\log$  相当昂贵, 会采用近似值来代替。

[0131] 以下, 公开了一种为每个频带  $k$  确定常量  $A_k$  估计的方法。 $|A_k|$  表示反馈参考增益。 $|A_k|$  可以从由反馈消除器的初始值获得的反馈路径的认知中估计, 例如通过在助听器验配期间测量反馈路径的脉冲响应。反馈模型是寻找反馈参考增益  $|A_k|$  的很好的出发点。然而, 由于模型可能不准确, 同时考虑其他可能的反馈路径会有所帮助。

[0132] 例如, 校准步骤可提供两条最大稳定增益 MSG 曲线, 名为  $MSG_{on}$  和  $MSG_{off}$ 。 $MSG_{on}$  曲线与初始化步骤测量的反馈增益曲线相反。 $MSG_{on}$  曲线, 也被称为误差曲线, 与建模的和测量的反馈增益曲线之间的差异相反。

[0133] 通过初始化, 产生以下三条反馈路径: (1) 内部路径, (2) 外部路径, 以及 (3) 内部和外部路径之间的差异。内部路径只是适合校准步骤获得的脉冲响应的模型。为了避免驻波, 反馈路径脉冲响应的测量最好通过使用 MLS 信号来完成。也可以使用其他信号, 例如有有限带宽白噪声。外部路径由初始化获得的原始脉冲响应来定义, 其幅度响应与反  $MSG_{off}$  曲线相同。第三条路径可从  $MSG_{on}$  曲线获得。由于附加的稳定增益, 通常  $MSG_{on}$  曲线明显在  $MSG_{off}$  曲线之上, 因此如将用其作为参考, 该偏移量应被考虑。

[0134] 这时, 抗混叠和 DC 滤波器的影响也应被考虑, 除非已经通过某些其他的校准步骤考虑了。

[0135] 接着,曲线必须被转换为扭曲频域,其可以两种不同的方式完成。在这两种情况下,首先为每个扭曲频带的具有幅度响应的窗使用合适的窗函数。当使用了窗时,频带最好交迭以解决在频带边界由于窗函数衰减导致的信号特性损失。然后,采用最大增益(最差情况频率),或者使用帕斯维尔(Parseval)定理合并了所有储存分量(bin),即在线性域中将标准化的平方值相加。

[0136] 为了安全起见,可以计算所有可用的转换,并且使用每个频带中的最大值。这确保了窄峰和宽峰的上限估计的利用并考虑了参考的和固定滤波器的不良建模导致的可能的自反馈。

[0137] 以下,公开了一种确定  $\beta$ , 反馈消除器的剩余误差的自适应宽带部分估计,的方法。

[0138] 执行校准步骤期间,反馈路径的先验知识以用于自适应 FIR 滤波器的参考向量的形式存储。其示出,在低增益,例如,比  $MSG_{off}$  低几个 dB,通过将自适应 FIR 滤波器系数向量  $w$  箝位在其参考系数向量  $w_{ref}$ (表示从初始值获得的模型的零值)的 1 阶范数间隔之内,可保证稳定性。当应用到 FIR 滤波系数时,系数向量的 1 阶范数表示对任何输入信号滤波器可达的放大上限。现在,箝位估计,即参考系数的 1 阶范数间隔,可以通过在不稳定之前的边缘调整增益这种间接的方式使用,而不是明确限制反馈消除器的解空间。

[0139] 假设,可以采用由实际反馈路径产生的参考向量,参考系数和自适应滤波系数之间的差异可通过单独的 FIR 滤波器来执行。该假设的滤波器的输出功率提供剩余误差的上限。当然,实际中,可以假设自适应滤波系数由于某种原因偏离参考值,并且这不导致剩余误差的一对一增加。从而,可以假设只是相对于参考值的差异的一部分对剩余误差起作用。

[0140] 由于已知反馈问题相对于其他频率在某些频率更易发生,可通过在估计中预滤波系数向量来对此进行加强。该预滤波还可有助于避免因如 dc 系数漂移或语言信号灵敏度的不相关问题而导致估计可能的衰减。

[0141] 最后,应当考虑的是,由于模型以及听力环境的限制,即使与参考值的间隔变为零,剩余误差也会存在下限。

[0142] 这些想法现在被组合用公式表示为以下的相对剩余误差的估计

$$[0143] \quad \beta = \max \left[ \beta_{\min}, c \frac{\|h * (w - w_{ref})\|}{\beta_{norm}} \right]$$

[0144] 其中  $\beta_{\min}$  表示最小部分剩余误差,  $h$  表示增强某些频率的滤子(filter),  $c$  是调谐参数,  $\beta_{norm}$  是使用相同范数计算的标准化常量(在最终的实现时也可能包括在  $c$  里)。

$$[0145] \quad \beta_{norm} = \|h * w_{ref}\|$$

[0146] 由于参数  $\beta_{\min}$  与反馈消除器的静态特性密切相关,其可与校准步骤提供的净空估计相联系。参数  $c$  与反馈消除器的动态特性密切相关,必须通过试验和误差来调谐。去除 DC、增强高频并且计算时不用乘法的一阶差分滤子似乎是  $h$  的好选择。

[0147] 为了简便,可以使用 1 阶范数,其中  $\beta$  通过以下来计算:

$$[0148] \quad \beta = \max \left[ \beta_{\min}, c \frac{\|h * (w - w_{ref})\|_1}{\beta_{norm}} \right] \text{ 以及}$$

$$[0149] \quad \beta_{norm} = \|h * w_{ref}\|_1, \text{ 但是}$$

[0150] 其他范数函数,比如  $p$  范数,欧几里得范数,上确界范数,最大范数等等,也可以使用。

[0151] 在另一实施例中,自适应反馈消除滤波器的输出信号被监控,并且基于该输出信号的监控来估计剩余误差。

[0152] 由于自适应反馈消除滤波器的输出信号的信号功率级别与自适应反馈消除滤波器的滤波系数的性能 / 匹配相关,在可选的实施例中,剩余误差的估计可以基于自适应反馈消除滤波器的输出信号的信号,例如信号功率级别。可选的,剩余误差可以基于自适应反馈消除滤波器的滤波系数以及自适应反馈消除滤波器的输出信号的信号功率级别。

[0153] 如上所述,本发明涉及一种助听器,包括信号处理器,与信号处理器电连接的输入变换器,与信号处理器电连接的接收器,被配置以抑制来自从接收器至输入变换器的信号路径的反馈的自适应反馈消除滤波器,

[0154] 该助听器进一步包括:

[0155] 反馈增益校正单元,被配置以调整信号处理器的增益参数,该调整基于自适应反馈消除滤波器的系数。

[0156] 如之前提到的,接收器发出的部分声音可能泄露返回到输入变换器。这样的泄露构成了反馈信号。从而,需要在助听器中抑制或减少反馈信号的影响。可以预期的是,调整信号处理器的增益参数(比如,增益)可以提供高效的反馈信号消除或抑制,同时为用户提供适宜的响度。可以理解的是,信号处理器的增益参数是信号处理器的前馈增益,而不是反馈消除信号的增益,后者受到反馈消除滤波器的滤波系数影响。

[0157] 可以预期的是,通过信号处理器输入信号的增益调整量计算或确定信号处理器的增益参数的调整量是优选的。因此得到了调整增益参数的简单方法,因为为了提供听力损失校正信号而在信号处理器中对输入信号进行可能的非线性信号处理之前,调整了输入信号的增益。从而,在由信号处理器对输入信号进行听力损失特殊处理之前,输入信号将具有最佳的响度,并且因此当其被提供给听者时听力损失校正后的信号具有最佳的响度。

[0158] 在一个实施例中,增益参数的调整可以进一步基于一组参考系数,例如对反馈路径建模的自适应数字滤波器的滤波系数。参考系数可以通过在配置条件下和 / 或基于先前调整的估计进行测量来设定。

[0159] 在一个实施例中,增益参数的调整可以进一步的基于反馈消除滤波器的滤波系数相对于一组参考滤波系数的偏移量。该偏移量可以建立为滤波系数和参考值之间的数值差异,或者实际滤波系数和滤波系数的参考组之间的数值差异的一部分。

[0160] 自适应反馈消除滤波器的系数可以通过先前采样或采样模块来确定。可为当前采样或采样模块确定新的或者自适应反馈消除滤波器的适合的系数,并且可基于当前采样或采样模块的信号特性。

[0161] 在一个实施例中,助听器进一步包括启动和释放滤波器,配置为平滑增益校正单元中的处理参数。预期这样可得到更快的处理。

[0162] 如上所述,本发明的第二方面涉及一种调整助听器信号处理器增益参数的方法,该方法可包括以下步骤:监控助听器反馈消除滤波器的滤波系数,基于监控的滤波系数来调整信号处理器的增益参数。

[0163] 优选的,监控的滤波系数可通过先前采样或采样模块来确定,例如,紧邻的在前采

样或采样模块。

[0164] 在一个实施例中,信号处理器的增益参数的调整可包括信号处理器输入信号的增益调整。

[0165] 优选的,信号处理器增益参数的调整可以进一步基于滤波系数的一组参考。

[0166] 增益参数的调整也可进一步的基于反馈消除滤波器的滤波系数相对于滤波系数的参考组的偏移量。

[0167] 在一个实施例中,信号处理器增益参数的调整可在多个频带中分频段确定或在宽带中确定,并可在多个频带中分频段执行。

[0168] 可选的,信号处理器增益参数的调整可在多个频带中分频段确定或在宽带中确定,并可在宽带中执行。

[0169] 在一个实施例中,宽带是包括多个频带的频带,在优选的实施例中,该多个频带交叉。优选的,该交叉被设置以使得频带在中心频率之后连续排列并且一个频带与下一频带在频带边界处交叉。

[0170] 更优选的,反馈消除可通过从输入信号中减去估计的反馈信号来执行。预期这样可抑制或减少反馈。

[0171] 更优选的,信号处理器可被配置为执行降噪和 / 或响度恢复。预期这样可允许向用户或助听器佩戴者提供舒适的声音信号。

[0172] 图 6 示意性示出了一种助听器,包括输入变换器 36,被配置以接收外部声音信号。输入变换器 36 可包括麦克风和拾音线圈。可选的,输入变换器 36 可包括麦克风。助听器进一步包括反馈消除单元 38。助听器还进一步包括信号处理器 40。助听器进一步包括接收器 42。接收器 42 被配置以发出或传送由信号处理器 40 处理过的声音。从接收器 42 传送或发出的部分声音可能泄露返回至输入变换器 36,如箭头 44 所示。从而,如上所述,外部声音信号与从接收器 42 泄露返回的声音混合。

[0173] 所示的反馈消除单元 38 的结构是所属技术领域通常熟知的所谓的反馈路径结构,其中反馈消除单元产生反馈信号,在加法器 54 中将其从输入变换器 36 产生的输入信号中减去。然而,可以理解的是,在可选的实施例中,反馈消除单元 38 可被放置在前馈信号路径中。

[0174] 反馈消除单元 38 可包括存储器单元以保持将在反馈消除中使用的一个或多个先前的采样。此外,如从反馈消除单元 38 至信号处理器 40 的箭头 58 所示,关于反馈消除滤波器的实际滤波系数的信息被用于调整信号处理器 40 的增益参数,例如,增益本身。从而,可以看出,关于反馈消除滤波器 38 的实际滤波系数的信息被用于调整助听器的前向增益,例如,放大倍数。特别的,信号处理器 40 的增益可根据反馈消除滤波器 38 的实际滤波系数相对于滤波系数的一组参考值的偏移量的大小进行调整,其中滤波系数的一组参考值,由在助听器在例如验配室中验配期间的反馈路径的测量值产生。

[0175] 图 7 示意性示出了一种方法,包括提供助听器 46。该助听器包括信号处理器,与信号处理器电连接的输入变换器,与信号处理器电连接的接收器,被配置以抑制来自从接收器至输入变换器的信号路径的反馈的自适应反馈消除滤波器,以及被配置以对信号处理器的输入信号进行增益调整的反馈增益校正单元。该方法包括记录 48 通过输入变换器接收的声音信号的采样的步骤,例如,包括信号采样模块。基于采样或采样模块以及自适应反馈



消除滤波器的先前系数来确定 50 增益调整量。在听力损失补偿之前应用 52 增益调整。

[0176] 图 8 示意性示出了一种调整助听器增益参数的优选实施例。该方法包括步骤 63, 监控助听器的反馈消除滤波器的滤波系数;步骤 65, 比较监控的滤波系数与滤波器的一组参考值;步骤 67, 根据所述比较来调整助听器的增益参数。比较滤波系数与滤波器的一组参考值的步骤可包括差异确定, 例如实际滤波系数和一组滤波系数的参考值的数值差异。进一步的, 该方法的优选的实施例在以下所述的从属权利要求中列出。

[0177] 以上提到的特征可以任意优选的方式组合。

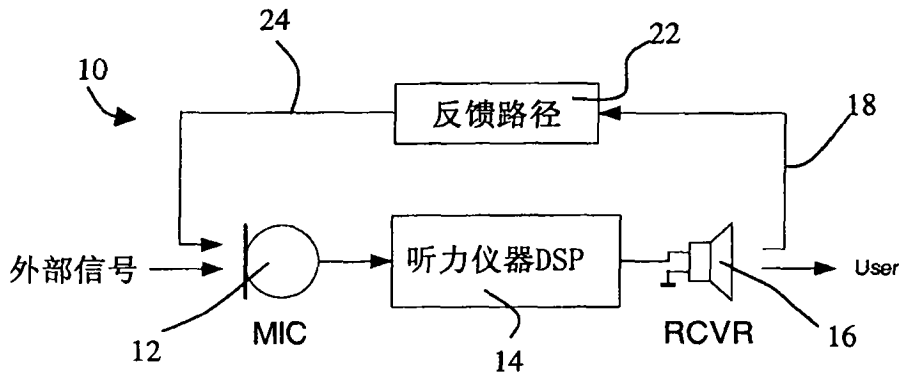


图 1

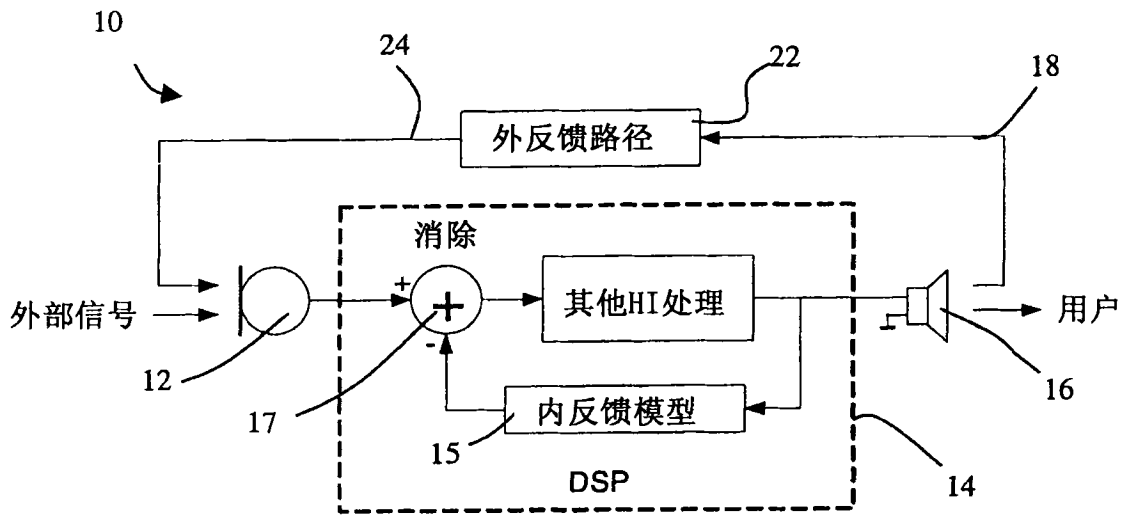


图 2

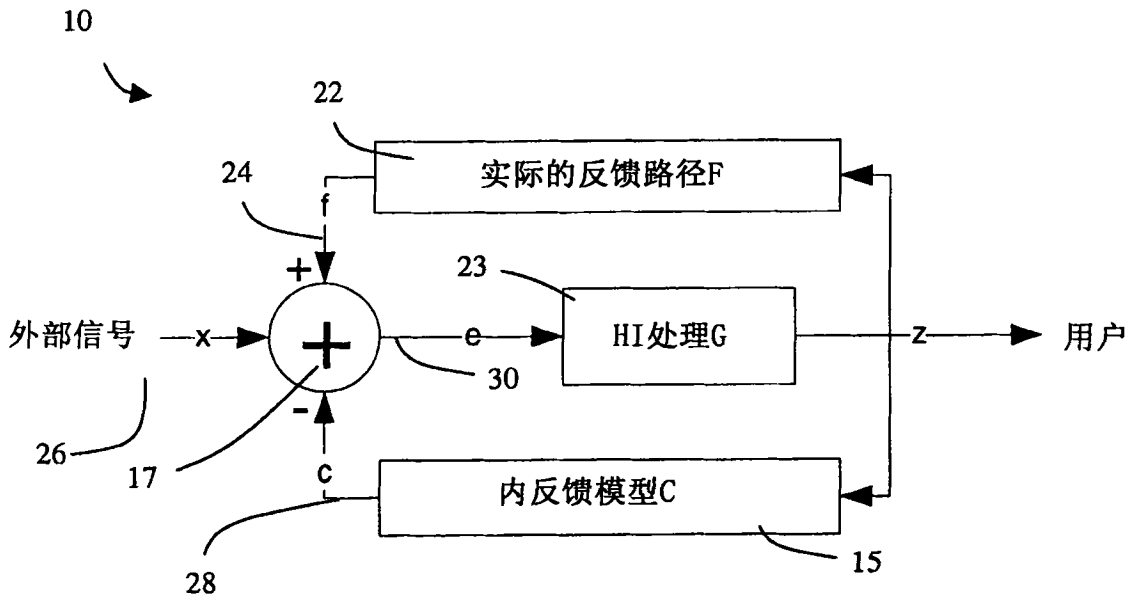


图 3

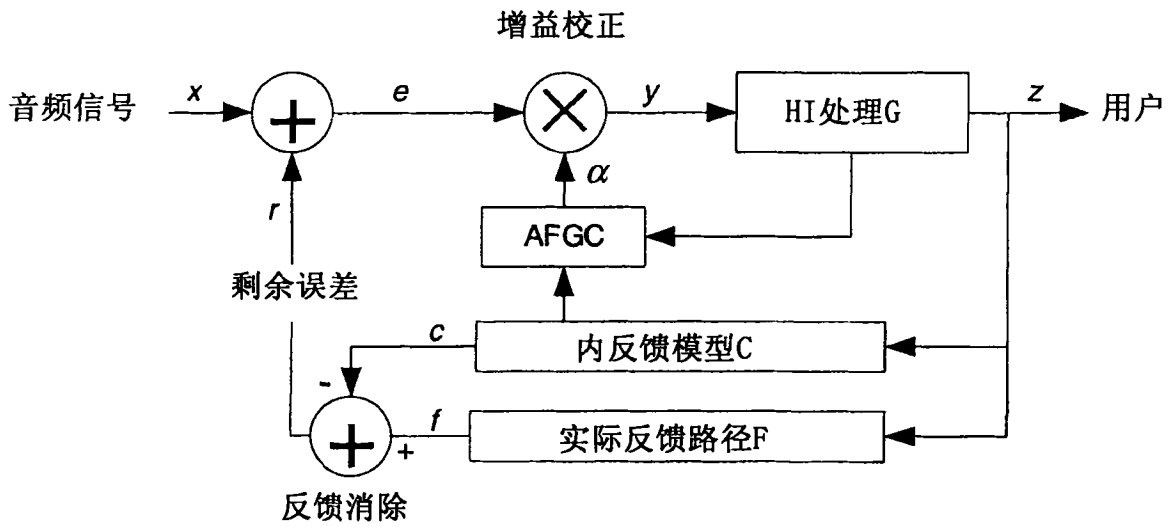


图 4

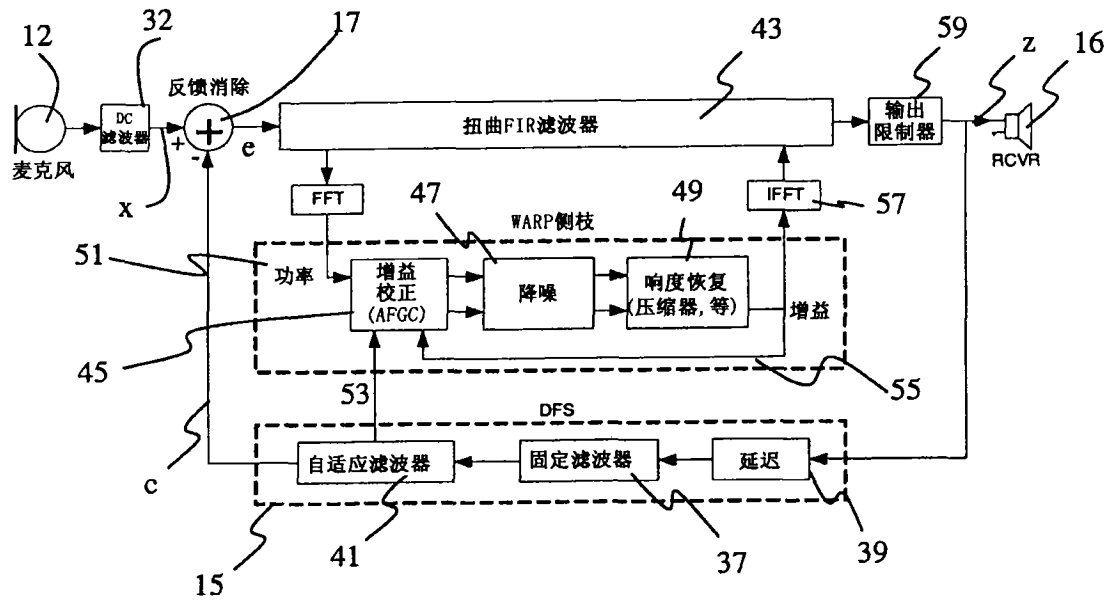


图 5

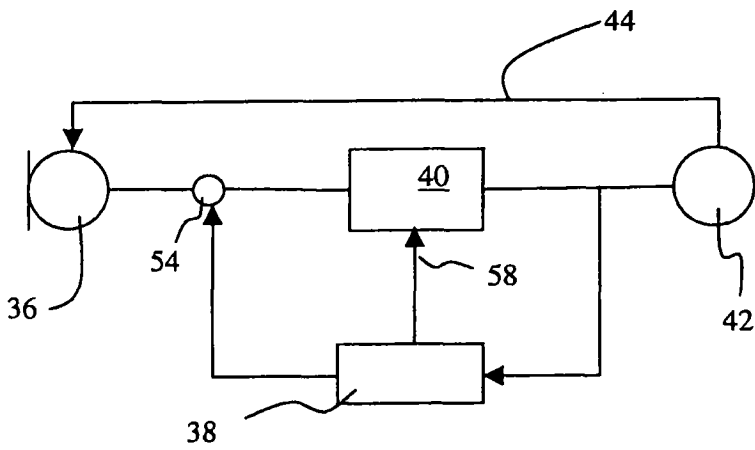


图 6

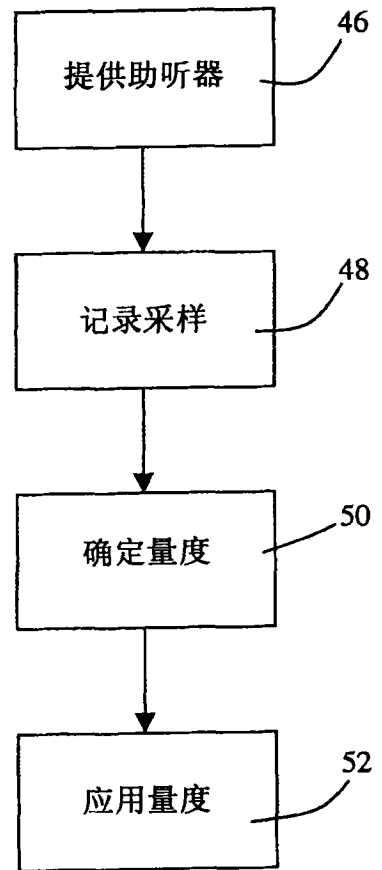


图 7

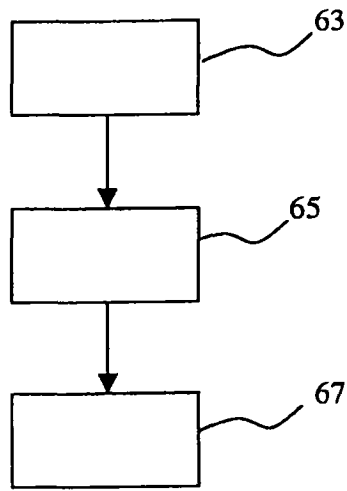


图 8