



(12)发明专利

(10)授权公告号 CN 107113517 B

(45)授权公告日 2020.06.19

(21)申请号 201580072908.6

(22)申请日 2015.01.14

(65)同一申请的已公布的文献号
申请公布号 CN 107113517 A

(43)申请公布日 2017.08.29

(85)PCT国际申请进入国家阶段日
2017.07.10

(86)PCT国际申请的申请数据
PCT/EP2015/050547 2015.01.14

(87)PCT国际申请的公布数据
W02016/112968 EN 2016.07.21

(73)专利权人 唯听助听器公司
地址 丹麦,兰格

(72)发明人 K·T·安徒生 T·B·艾尔麦德拜

(74)专利代理机构 北京纪凯知识产权代理有限公司 11245

代理人 赵志刚 赵蓉民

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

(56)对比文件
WO 9802983 A1,1998.01.22,全文.
US 4658426 A,1987.04.14,全文.
US 2010254555 A1,2010.10.07,全文.
US 2004057593 A1,2004.03.25,全文.

审查员 任建宇

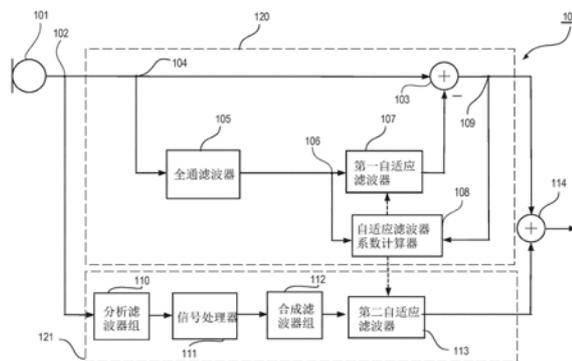
权利要求书3页 说明书10页 附图3页

(54)发明名称

操作助听器系统的方法和助听器系统

(57)摘要

本申请公开一种操作具有几乎零延迟和相位失真的助听器系统的方法。本发明还提供一种适于执行这种方法的助听器系统(100)。



1. 一种操作助听器系统的方法,其包括以下步骤:

-提供输入信号,

-将所述输入信号进行分支,并且由此在第一分支中将所述输入信号提供给全通滤波器,在第二分支中将所述输入信号提供给信号处理器,并且在第三分支中将所述输入信号提供给第一求和单元,其中所述全通滤波器被配置成引入与所述信号处理器相同的延迟,

-进一步将所述全通滤波器输出信号进行分支,并且由此在第四支路中将所述全通滤波器输出信号提供给第一自适应滤波器,并且在第五分支中将所述全通滤波器输出信号提供给自适应滤波器系数计算器,

-将所述第一自适应滤波器输出信号提供给所述第一求和单元,并且由此提供第一误差信号作为从所述输入信号减去所述第一自适应滤波器输出信号,

-基于所述第一误差信号和所述全通滤波器输出信号,使用所述自适应滤波器系数计算器来优化所述第一自适应滤波器的滤波器系数,

-在所述信号处理器中处理所述输入信号并且将所述信号处理器输出信号提供给第二自适应滤波器,其中所述第二自适应滤波器被设置有与所述第一自适应滤波器相同的滤波器系数,以及

-提供所述第二自适应滤波器输出信号和所述第一误差信号;

在第二求和单元中对所述第二自适应滤波器输出信号与所述第一误差信号求和,由此提供经处理的输入信号。

2. 根据权利要求1所述的方法,其进一步包括以下步骤:对所述经处理的输入信号施加与频率相关的增益以便补偿个体的听力损失。

3. 根据权利要求1所述的方法,其进一步包括以下步骤:在所述输入信号被分支之前,对所述输入信号施加与频率相关的增益以便补偿个体的听力损失。

4. 根据权利要求1所述的方法,其中在所述信号处理器中处理所述输入信号的步骤包括施加与频率相关的增益以便补偿个体的听力损失。

5. 根据权利要求1所述的方法,其中由所述全通滤波器引入的所述延迟在1毫秒与50毫秒之间的范围内。

6. 根据权利要求1所述的方法,其中在所述信号处理器中处理所述输入信号的步骤包括以下步骤:

-使用分析滤波器组将所述输入信号分成多个频带信号,

-使用合成滤波器组来组合多个经处理的频带信号。

7. 根据权利要求1所述的方法,其中在所述信号处理器中处理所述输入信号的步骤包括施加与频率相关的增益以便抑制噪声或增强语音可懂度。

8. 根据权利要求1所述的方法,其进一步包括以下步骤:

-将所述第一误差信号进行分支,并且由此在第六分支中将所述第一误差信号提供给第二全通滤波器,并且在第七分支中将所述第一误差信号提供给第二信号处理器,并且在第八分支中将所述第一误差信号提供给第三求和单元,其中所述第二全通滤波器被配置成提供与所述第二信号处理器相同的延迟,

-将所述第二全通滤波器输出信号进行分支,并且由此在第九分支中将所述第二全通滤波器输出信号提供给第三自适应滤波器,并且在第十分支中将所述第二全通滤波器输出

信号提供给第二自适应滤波器系数计算器，

-将所述第三自适应滤波器输出信号提供给所述第三求和单元，并且提供第二误差信号作为从所述第一误差信号减去所述第三自适应滤波器输出信号，

-基于所述第二误差信号和所述第二全通滤波器输出信号，使用所述第二自适应滤波器系数计算器来优化所述第三自适应滤波器的滤波器系数，

-在所述第二信号处理器中处理所述第一误差信号并且将所述第二信号处理器输出信号提供给第四自适应滤波器，其中所述第四自适应滤波器被设置有与所述第三自适应滤波器相同的滤波器系数，

-在第四求和单元中对所述第二自适应滤波器输出信号、所述第四自适应滤波器输出信号和所述第二误差信号求和，由此提供第二经处理的输入信号。

9. 一种助听器系统，其包括：

声电输入换能器、全通滤波器、第一自适应滤波器和第二自适应滤波器、自适应滤波器系数计算器、信号处理器、第一求和单元和第二求和单元，其中所述助听器系统被配置成使得：

来自所述声电输入换能器的输出信号在第一分支中被提供给所述全通滤波器，在第二分支中被提供给所述信号处理器，并且在第三分支中被提供给所述第一求和单元，使得：

来自所述全通滤波器的输出信号在第四分支中被提供给所述第一自适应滤波器，并且在第五分支中被提供给所述自适应滤波器系数计算器，其中所述全通滤波器适于引入与所述信号处理器相同的延迟，使得：

来自所述第一自适应滤波器的输出信号被提供给所述第一求和单元，其中所述第一求和单元适于从来自所述声电输入换能器的输出信号减去来自所述第一自适应滤波器的输出信号，使得

来自所述第一求和单元的输出信号被提供给所述自适应滤波器系数计算器，其中所述自适应滤波器系数计算器适于基于来自第一求和单元和所述全通滤波器的输出信号来确定所述第一自适应滤波器的所述滤波器系数，使得

来自所述信号处理器的输出信号被提供给所述第二自适应滤波器，其中所述第二自适应滤波器被设置有与所述第一自适应滤波器相同的滤波器系数，并且使得

提供来自所述第二自适应滤波器和所述第一求和单元的输出信号；

来自所述第二自适应滤波器和所述第一求和单元的所述输出信号被添加在所述第二求和单元中，由此提供第一经处理的输入信号作为来自所述第二求和单元的输出。

10. 根据权利要求9所述的助听器系统，其进一步包括：

-第二全通滤波器、第三自适应滤波器和第四自适应滤波器、第二信号处理器、第三求和单元和第四求和单元，其中所述助听器系统进一步被配置成使得

-来自所述第一求和单元的输出信号在第六分支中被提供给所述第二全通滤波器，并且在第七分支中被提供给所述第二信号处理器，并且在第八分支中被提供给所述第三求和单元，并且其中所述第二全通滤波器被配置成提供与所述第二信号处理器相同的延迟，

-来自所述第二全通滤波器的输出信号在第九分支中被提供给所述第三自适应滤波器，并且在第十分支中被提供给所述第二自适应滤波器系数计算器，

-来自所述第三自适应滤波器的输出信号被提供给所述第三求和单元，由此提供来自

所述第三求和单元的输出信号作为从来自所述第一求和单元的输出信号减去来自所述第三自适应滤波器的输出信号，

-来自所述第三求和单元的输出信号被提供给所述第二自适应滤波器系数计算器，其中所述第二自适应滤波器系数计算器适于基于来自所述第三求和单元和所述第二全通滤波器的输出信号来确定所述第三自适应滤波器的所述滤波器系数，

-来自所述第二信号处理器的输出信号被提供给所述第四自适应滤波器，其中所述第四自适应滤波器被设置有与所述第三自适应滤波器相同的滤波器系数，以及

-来自所述第二自适应滤波器、所述第四自适应滤波器和所述第三求和单元的输出信号被添加在所述第四求和单元中，由此提供第二经处理的输入信号。

操作助听器系统的方法和助听器系统

技术领域

[0001] 本发明涉及一种操作助听器系统的方法。本发明还涉及一种适于执行所述方法的助听器系统。

背景技术

[0002] 通常,根据本发明的助听器系统被理解为意味着具有以下特征的任何装置:提供可以被用户感知为声信号的输出信号或有助于提供这种输出信号,并且具有被定制以便补偿用户个体的听力损失或有助于补偿用户的听力损失的装置。特别地,它们是可以佩戴在身体上或通过耳朵佩戴(特别是佩戴在耳朵上或耳朵中)并且可以完全或部分植入的助听器。然而,同时还包括其主要目的不是补偿听力损失、然而却具有补偿个体的听力损失的措施的那些装置,例如消费电子装置(电视、高保真系统、移动电话、MP3播放器等)。

[0003] 在本语境下,传统的助听器可以被理解为设计成由听力受损用户佩戴在人耳后或人耳中的小型电池供电微电子装置。在使用前,助听器验配员根据处方调整助听器。处方基于对听力受损用户的无辅助听力表现的听力测试,从而产生所谓的听力图。研发处方以便达到一个设置,其中通过放大在用户遭受听力缺陷的那些可听频率范围部分中的频率下的声音,助听器将减轻听力损失。助听器包括:一个或更多个麦克风、电池、包括信号处理器的微电子电路、以及声输出换能器。信号处理器优选地是数字信号处理器。助听器被封装在适合于配合在人耳后面或人耳中的壳体中。

[0004] 在本语境中,助听器系统可以包括单个助听器(所谓的单声道(monaural)助听器系统),或者包括两个助听器,助听器用户的每个耳朵使用一个助听器(所谓的双声道(binaural)助听器系统)。此外,助听器系统可以包括适于与助听器系统的其他装置交互的外部装置,诸如,具有适于软件应用程序的智能电话。因此,在本语境中,术语“助听器系统装置”可以表示助听器或外部装置。

[0005] 机械设计已经发展成许多总体范畴。顾名思义,耳背式(BTE)助听器佩戴在耳朵后面。更准确地说,包括外壳的电子单元佩戴在耳后,所述外壳包含其主要的电子部件。用于向助听器用户发射声音的耳机佩戴在耳中,例如在外耳或耳道中。在传统的BTE助听器中,声管用于从位于电子单元外壳中的输出换能器传送声音并且将声音传送到耳道,所述输出换能器在助听器术语中通常被称为接收器。在一些现代类型的助听器中,包括电导体的导电构件从外壳传送电信号并且将电信号传送到放置在耳中的耳机中的接收器。这种助听器通常被称为耳内接收器(RITE)助听器。在特定类型的RITE助听器中,接收器放置在耳道内。这种有时被称为耳道内接收器(RIC)助听器。

[0006] 耳内式(ITE)助听器被设计用于布置在耳朵中,通常布置在耳道的漏斗形外部中。在特定类型的ITE助听器中,助听器基本上被放置在耳道内。这种有时被称为完全耳道内(CIC)助听器。这种类型的助听器需要特别紧凑的设计以便允许其布置在耳道中,同时容纳助听器操作所需的部件。

[0007] 听力受损者的听力损失往往是与频率相关的(frequency-dependent)。这意味着

人的听力损失取决于频率而变化。因此,当补偿听力损失时,利用与频率相关的放大可以是有利的。因此,助听器通常提供将助听器的输入换能器所接收的输入声音信号分成被独立处理的各种频率间隔(也被称为频带)。以此方式,可能单独地调整每个频带的输入声音信号,以便说明相应频带中的听力损失。通常通过实现用于每个频带的频带分离滤波器和压缩器(即所谓的频带分离压缩器)来进行与频率相关的调整,所述频带分离压缩器可以被总结为多频带压缩器。以此方式,取决于特定频率范围中的听力损失以及输入声音信号的输入电平,可单独调整在每个频带中的增益。例如,与为响亮声音提供的增益相比,频带分离压缩器可以在其频带中为柔和声音提供更高的增益。

[0008] 在这种多频带压缩器中使用的滤波器组在助听器技术领域是众所周知的,但是仍然基于一些权衡。如以下将进一步描述的,这些权衡中的大多数涉及频率分辨率。

[0009] 具有高分辨率滤波器组有一些非常明显的优点。频率分辨率越高,可以越好地将单独周期分量彼此区分开。这给出了更精细的信号分析,并且实现了更先进的信号处理。特别是降噪和语音增强方案可能受益于较高的频率分辨率。

[0010] 然而,具有高频分辨率的滤波器组通常引入对应的长延迟,对于大多数人来说,所述长延迟对于例如可实现的语音可懂度将会有损害作用。

[0011] 因此,建议通过以下方式减少传统滤波器组(诸如离散傅里叶变换(DFT)和有限脉冲响应(FIR)滤波器组)所引起的延迟:

[0012] 一通过对应于期望的与频率相关的增益的响应来应用时变FIR滤波器,所述与频率相关的增益另外被施加到传统滤波器组所提供的频带。然而,这个解决方案仍然要求在系统的分析部分中计算与频率相关的增益,并且假如分析部分包含传统的分析滤波器组,则所确定的与频率相关的增益相对于使用时变FIR滤波器对其施加增益的信号将被延迟。此外,FIR滤波器本身将固有地引入延迟,尽管这个延迟明显短于由传统滤波器组引入的延迟。

[0013] 已经建议在本领域中通过使用最小相位滤波器来最小化由时变滤波器引入的延迟。然而,这种类型的滤波器减少了延迟,但仍然提供与频率相关的非线性相移并且因此引入了相位失真。

[0014] 此外应当指出,在此语境下,传统的零相位滤波器是不适用的,因为滤波器必须实时操作,这对于传统的非因果(non-causal)零相位滤波器是不可能的。

[0015] 因此,本发明的特征是提供一种操作助听器系统的方法,其提供具有零延迟和相位失真的信号处理。

[0016] 本发明的另一个特征是提供一种助听器系统,其适于提供操作具有零延迟和相位失真的助听器系统的方法。

发明内容

[0017] 在第一方面中,本发明提供一种操作助听器系统的方法,包括以下步骤:提供输入信号,将输入信号进行分支,并且由此在第一分支中将输入信号提供给全通滤波器,在第二分支中将输入信号提供给信号处理器,并且在第三分支中将输入信号提供给第一求和单元,其中全通滤波器被配置成引入与信号处理器相同的延迟,进一步将全通滤波器输出信号进行分支,并且由此在第四支路中将全通滤波器输出信号提供给第一自适应滤波器,并

且在第五分支中将全通滤波器输出信号提供给自适应滤波器系数计算器,将第一自适应滤波器输出信号提供给第一求和单元,并且由此提供第一误差信号作为从输入信号减去第一自适应滤波器输出信号,基于第一误差信号和全通滤波器输出信号,使用自适应滤波器系数计算器来优化第一自适应滤波器的滤波器系数,在信号处理器中处理输入信号并且将信号处理器输出信号提供给第二自适应滤波器,其中第二自适应滤波器被设置有与第一自适应滤波器相同的滤波器系数,以及提供第二自适应滤波器输出信号和第一误差信号以用于助听器系统中的进一步处理。

[0018] 这提供了一种关于处理延迟和相位失真操作助听器系统的改善的方法。

[0019] 在第二方面中,本发明提供了一种助听器系统,其包括:声电输入换能器、全通滤波器、第一自适应滤波器和第二自适应滤波器、自适应滤波器系数计算器、信号处理器、第一求和单元和第二求和单元,其中助听器系统被配置成使得:来自声电输入换能器的输出信号在第一分支中被提供给全通滤波器,在第二分支中被提供给信号处理器,并且在第三分支中被提供给第一求和单元,使得:来自全通滤波器的输出信号在第四分支中被提供给第一自适应滤波器,并且在第五分支中被提供给自适应滤波器系数计算器,其中全通滤波器适于引入与信号处理器相同的延迟,使得:来自第一自适应滤波器的输出信号被提供给第一求和单元,其中求和单元适于从来自声电输入换能器的输出信号减去来自第一自适应滤波器的输出信号,使得来自第一求和单元的输出信号被提供给自适应滤波器系数计算器,其中自适应滤波器系数计算器适于基于来自第一求和单元和全通滤波器的输出信号来确定第一自适应滤波器的滤波器系数,使得来自信号处理器的输出信号被提供给第二自适应滤波器,其中第二自适应滤波器被设置有与第一自适应滤波器相同的滤波器系数,并且使得来自第二自适应滤波器和第一求和单元的输出信号被提供用于助听器系统中的进一步处理。

[0020] 这提供了一种具有用于操作助听器系统的改进装置的助听器系统。

[0021] 在本发明中出现的进一步的有利特征。

[0022] 从以下描述中,本发明的另外其他特征对于本领域的技术人员仍是明显的,其中将更详细地解释本发明。

附图说明

[0023] 作为举例,示出并描述了本发明的优选实施例。如将认识到的,本发明能够具有其他实施例,并且其若干细节能够在所有各种明显方面进行修改,而不脱离本发明。因此,这些附图和描述将被视为在本质上是说明性的而不是限制性的。在附图中:

[0024] 图1高度示意性地示出了根据本发明的一个实施例的助听器的所选部分;

[0025] 图2高度示意性地示出了根据本发明的一个实施例的助听器的所选部分;以及

[0026] 图3高度示意性地示出了根据本发明的另一个实施例的助听器的所选部分。

具体实施方式

[0027] 在本语境中,术语信号处理应当被理解为与任何类型的助听器系统相关的信号处理,其至少包括:降噪、语音增强和听力补偿。首先参考图1,其高度示意性地示出了根据本发明的一个实施例的助听器100的所选部分。

[0028] 助听器100的所选部分包括：声电输入换能器101(即麦克风)、第一节点102、第一求和单元103、第二节点104、全通滤波器105、第三节点106、第一自适应滤波器107、自适应滤波器系数计算器108、第四节点109、分析滤波器组110、信号处理器111、合成/综合(synthesis)滤波器组112、第二自适应滤波器113和第二求和单元114。

[0029] 图1中未示出的是，由第二求和单元114提供的信号被提供给电声输出换能器，即助听器扬声器。

[0030] 第二节点104、第一求和单元103、全通滤波器105、第三节点106、第一自适应滤波器107、自适应滤波器系数计算器108和第四节点109可以在下文中一起被表示为周期性信号估计器120。以类似的方式，分析滤波器组110、信号处理器111、合成滤波器组112和第二自适应滤波器113可以在下文中被表示为自适应滤波处理器121。

[0031] 根据图1的实施例，麦克风101提供模拟电信号，所述模拟电信号被模拟数字转换器(未示出)转换成数字输入信号。然而，在下文中，术语数字输入信号可以与术语输入信号互换使用，并且对于所有参考的其他信号也是如此，因为它们可以或可以不被具体表示为数字信号。

[0032] 数字输入信号在第一节点102中被分支，由此在第一分支中，输入信号被提供给第二节点104，并且从这里进一步沿着第一分支提供给第一求和单元103；由此从第二节点104并在第二分支中，输入信号被提供给全通滤波器105；并且由此从第一节点102并在第三分支中，输入信号被提供给分析滤波器组110。

[0033] 全通滤波器输出信号被提供给第三节点106，并且从这里进一步在第四分支中被提供给第一自适应滤波器107，以及在第五分支中被提供给自适应滤波器系数计算器108。

[0034] 来自第一自适应滤波器的输出被提供给第一求和单元103，由此自适应滤波器系数计算器108的第一误差信号被设置为从输入信号减去来自第一自适应滤波器的输出。因此，来自第一求和单元103的输出信号在第四节点109中被分支，并由此提供给自适应滤波器系数计算器108和第二求和单元114。

[0035] 来自分析滤波器组110的输出被提供给信号处理器111，并且从那里进一步被提供给合成滤波器组112和第二自适应滤波器113并最终提供给第二求和单元114，由此来自第二求和单元114的输出信号是输入信号和来自第二自适应滤波器的输出信号的和信号，并且从该和信号减去来自第一自适应滤波器的输出信号。

[0036] 本发明的一个基本特征是：全通滤波器105被配置成提供与分析滤波器组110、信号处理器111和合成滤波器组112的组合处理相同的延迟。本领域技术人员众所周知的是，术语全通滤波器的使用意味着滤波器对所有相关信号频率施加相同增益(优选为单位(零dB)增益)，并且仅改变各种频率分量之间的相位关系。

[0037] 在具有这种配置的情况下，自适应滤波器系数计算器108将优化第一自适应滤波器107和第二自适应滤波器113二者，以使得来自第二求和单元114的输出信号具有无延迟和零相位失真的特性。

[0038] 自适应滤波的概念在助听器系统领域中是众所周知的，并且本领域技术人员将容易理解的是，自适应滤波器和优化自适应滤波器系数的方法可能以许多不同的方式实现。然而，解释一般概念的一种方式可能是通过考虑以下情况：其中自适应滤波器和对应的自适应滤波器系数计算器通过从第一输入信号获取多个延迟采样来操作，并且优化这些采样

的线性组合以便最小化提供给自适应滤波器的误差信号。

[0039] 来自第二求和单元114的输出可以被引导到助听器接收器,或者可以在此之前经历进一步处理。这种进一步处理的示例是频率变换和频率压缩,因为这些类型的处理改变了相位,使得通过自适应滤波执行的相位补偿不再提供几乎为零的延迟和相位失真的期望结果。听力损失补偿可以是或可以不是这种进一步处理的示例。

[0040] 通过考虑周期性信号可以理解本发明,所述周期性信号被发送通过具有D个样本的线性相位延迟的滤波器组。由于信号的周期性,通过使来自滤波器组的输出信号的相位在时间上向前偏移滤波器组的输入信号与输出信号之间的与频率相关的相位差,可以完全消除通过滤波器组的延迟。这导致似乎已经通过具有零延迟的滤波器组的输出信号。应当指出,可以对滤波器组中的信号施加任何增益,并且因为相移消除延迟,所以信号将与零相位滤波信号相同。

[0041] 然而,诸如助听器系统的输入信号的现实世界信号仅在有限时间内是周期性的,并且对于这个更普遍的问题,发明人已经发现自适应滤波器是可以使经处理信号相位偏移以便消除引入延迟的滤波器的合适选择,因为自适应滤波器可以为经处理信号提供合适的幅值和相位响应。自适应滤波器可以通过优化自适应滤波器系数来提供这种合适响应,以便提前预测经处理信号的D个样本。因此,将不预测具有小于D个样本的周期性的信号分量,并且在下文这种信号分量可以被表示为随机信号分量。

[0042] 因此,根据图1的实施例,自适应滤波器系数计算器108被配置成提供自适应预测,使得来自第一和第二自适应滤波器的输出信号分别包括被相移成与输入信号同相的周期性信号分量。

[0043] 在下文中,假设数字输入信号 $x(n)$ 可以被分成估计周期性信号 $\hat{x}(n)$ 和自适应滤波器不能预测的随机信号 $e(n)$ 。

[0044] 根据图1的实施例,第一自适应滤波器107根据以下公式提供估计周期性信号 $\hat{x}(n)$ 作为输出:

$$[0045] \quad x(n) = \hat{x}(n) + e(n) = \sum_{k=0}^{K-1} h_k(n) x_A(n-k) + e(n)$$

[0046] 其中, $x_A(n)$ 是来自全通滤波器105的输出信号,并且 $\bar{h}(n) = [h_0(n), h_1(n), \dots, h_{K-1}(n)]^T$ 是持有自适应滤波器系数的向量。

[0047] 计算自适应滤波器系数以便优化随机信号的预期能量:

$$[0048] \quad C(n) = E\{|e(n)|^2\}$$

[0049] 其中, $C(n)$ 是待最小化的成本函数,并且 $E\{\}$ 表示期望算子。

[0050] 根据图1的实施例,自适应滤波器系数的更新方程如下给出:

$$[0051] \quad \bar{h}(n+1) = (1-\gamma)\bar{h}(n) + \mu \frac{\bar{x}_D(n)e(n)}{\bar{x}_D(n)\bar{x}_D(n)^T + \alpha}$$

[0052] 其中, $\bar{x}_D(n) = [x(n-D), x(n-D-1), \dots, x(n-D-K+1)]^T$, γ 为泄漏因子/漏泄系数(leakage factor), α 为偏移量,并且 μ 为步长。根据图1的实施例,步长 μ 的值被选择为0.05,泄漏因子 γ 的值被选择为0.002,偏移量 α 的值选择为0.05, K 的值被选择为128。然而,所有

上述值取决于所选择的采样频率,根据本实施例,该采样频率为32kHz。

[0053] 根据图1的实施例的变型,步长 μ 的值选自0与2之间的范围,或者优选地选自0.01与0.5之间的范围内,具体地,值可以是0.01或0.1,泄漏因子 γ 的值选自0与1之间的范围,或者优选地选自0与0.1之间的范围,具体地可以根据表达式 2^{-N} 来选择所述值,其中N是3与9之间的自然数,偏移量 α 的值选自0与1之间的范围,并且K的值选自1与4096之间的范围,或优选地选自16与512之间的范围,具体地,值可以是32或64。

[0054] 此外,应当指出对本领域技术人员明显的是自适应算法的参数通常可以适于也取决于时间和频率。

[0055] 根据图1的实施例,自适应滤波器系数计算器108根据众所周知的归一化最小均方(NLMS)算法的变型进行操作。在本实施例的变型中,可以施加诸如线性预测分析和最大后验概率(MAP)的其他自适应算法,但所选择的NLMS算法的变型由于其计算复杂度低并且因为其不会引入任何进一步的延迟而是有利的。

[0056] 根据图1的实施例,延迟D被设置为5毫秒(ms)。在变型中,延迟选自0毫秒与25毫秒之间的范围,或在4毫秒与10毫秒之间的范围内。在4-10毫秒的范围内的延迟D通常将导致预测类似有声语音的输入信号分量,而将不预测类似噪声的信号分量。然而,一定的延迟D是否将允许预测有声语音取决于许多因素,诸如:个体说话者、个体说话者的性别、说话者说话的速度以及口语。事实上,一些有声语音信号可以被预测以用于长达50毫秒甚至100毫秒的延迟。

[0057] 请注意,为了使D符合自适应滤波器的更新方程,延迟必须以样本而不是毫秒为单位给出,并且在前一种情况下,延迟将因此取决于采样率。

[0058] 通常,可以做出关于自适应滤波器运行的以下观察:(i)可以预测对大于D的滞后具有显著自相关的周期性信号分量,(ii)对大于D的滞后没有显著自相关的信号分量将至少部分地被自适应滤波器抑制,以便最小化上述给定的成本函数,以及(iii)自适应滤波器将调整来自第一自适应滤波器的输出信号的相位,使得它尽可能地匹配输入信号以便最小化成本函数。

[0059] 现在参考图2,其高度示意性地示出了根据本发明的一个实施例的助听器200的所选部分。

[0060] 助听器200包括:声电输入换能器101(即麦克风)、第一节点102、第一周期性信号估计器120、第一自适应滤波处理器121、第二节点202、第二周期性信号估计器220、第二自适应滤波处理器221、宽带增益计算器203、宽带增益乘法器204和求和单元205。

[0061] 第一周期性信号估计器120被配置成如参考图1已经给出的,并且第二周期性信号估计器220包括以相同方式组织的相同类型的部件。如以下将进一步讨论的,两者之间的唯一差异是参数设置。

[0062] 等同地,第一自适应滤波处理器121被配置成如参考图1已经给出的,并且第二自适应滤波处理器221包括以相同方式组织的相同类型的部件。如以下将进一步讨论的,两者之间的唯一差异是参数设置。

[0063] 通过考虑如何确定根据图1的实施例中的延迟D的最佳值,可以最好地理解通过根据图2的实施例获得的有利效果。延迟D的值对于自适应滤波以及对于在第三分支中执行的处理二者具有影响。

[0064] 自适应滤波器试图抑制对大于D的滞后没有显着自相关的信号分量,并且因此在选择较短D的情况下,将允许更多的信号分量通过自适应滤波器。然而,也通过来自分析滤波器组110、信号处理111和合成滤波器组112的延迟来确定D,并且较短D的结果将通常为必须相应地减小滤波器组的频率分辨率。

[0065] 因此,由于滤波器组的改善的频率分辨率,D的相对较大值可以提供改善的信号处理。当信号处理包括语音增强或噪声抑制时尤其如此。然而,这种有益效果的代价是允许信号分量的相对小部分通过自适应滤波器。

[0066] 因此,根据图1的本发明的实施例呈现出必须以某种方式确定的权衡。然而,使用图2的实施例可以缓和这种权衡,其中两组周期性信号估计器120和220以及对应的自适应滤波处理器121和221级联操作,并且其中第一周期性信号估计器120和第一自适应滤波处理器121基于被设置为5毫秒的延迟D1来操作,并且其中第二周期性信号估计器220和第二自适应滤波处理器221基于被设置为3毫秒的延迟D2来操作。

[0067] 在变型中,延迟D1可以在4毫秒与10毫秒之间的范围内,并且延迟D2可以在2毫秒与4毫秒之间的范围内。

[0068] 根据图2的实施例,来自麦克风101的输入信号在第一节点102中被分支,并且被提供给第一周期性信号估计器120和第一自适应滤波处理器121。

[0069] 来自第一周期性信号估计器120的输出信号包括随机信号分量,即其周期性比D1更短的信号分量。来自第一周期性信号估计器120的输出信号在第二节点202中被分支,并且被提供给第二周期性信号估计器220和第二自适应滤波处理器221。

[0070] 因此,来自第二周期信号估计器220的输出信号将仅包括其周期性比D2更短的随机信号分量。来自第二周期性信号估计器220的输出信号通常将由噪声、瞬态信号和开始信号(onset)(类似短脉冲(short burst)和语音中的爆破音)占主导。来自第二周期性信号估计器220的输出信号由仅对小于D1和D2的滞后具有显着自相关的分量组成,这意味着这些分量的功率谱密度将是相对平坦的。因此,发明人已经发现,通过使用宽带增益乘法器204来施加宽带增益可以处理来自第二周期性信号估计器220的输出信号,并且其中宽带增益由宽带增益计算器203确定,因此提供经处理的随机信号。

[0071] 在助听器系统领域内众所周知的是,随机信号将由噪声和瞬态主导,但也包括类似语音分量(诸如/s/和/t/)的短噪声。因此,一种方法是通常减小随机信号电平,并且然后在检测到语音分量时增加随机信号电平。然而,在变型中可以选择仅施加恒定负增益,但这将会对语音可懂度产生负面影响。

[0072] 来自第一自适应滤波处理器121和第二自适应滤波处理器221的输出信号在第一求和单元205中相加在一起,并且随后在第二求和单元206中与经处理的随机信号相加。

[0073] 如已经参考图1的实施例所讨论的,来自第二求和单元206的输出可以被引导到助听器接收器,或者可以在此之前经历进一步处理。

[0074] 根据图2的实施例,用于确定第一周期性信号估计器120中的自适应滤波器系数的参数值与参考图1的实施例给出的参数值相同,并且用于确定第二周期性信号估计器220中的自适应滤波器系数的参数值也与参考图1的实施例给出的参数值相同,除了步长 μ 被选择为0.25并且K的值被选择为64之外。

[0075] 在图2的实施例的变型中,可以省略来自第二周期性信号估计器220的输出信号的

宽带处理。

[0076] 在公开实施例的变型中,不直接从麦克风101提供输入信号。而是输入信号被设置为来自波束形成器 (beam-former) 的输出信号。各种类型的传统波束形成器在助听器系统领域中是众所周知的。

[0077] 在公开实施例的另一变型中,第一自适应滤波器107被位于分析滤波器组所提供的每个频带中的一组子带自适应滤波器代替,该组子带自适应滤波器与全通滤波器和合成滤波器组一起提供与图1的实施例的全通滤波器105相同的功能。在这种情况下,第二自适应滤波器113对应地需要被位于所公开实施例的分析滤波器组110所提供的每个频带中的一组子带自适应滤波器代替。该组子带自适应滤波器可以位于所公开实施例的信号处理器111之前或之后。在这种情况下,子带自适应滤波器可以具有比对应宽带自适应滤波器显著更小的系数。可以在子带中实现NLMS算法,并且在又进一步的变型中,可以实现符号-符号 (sign-sign) LMS算法而不是NLMS算法。

[0078] 根据特定变型,为了补偿个体听力损失而施加的与频率相关的增益不是根据所公开实施例的信号处理的一部分。相反,根据所公开实施例,将该增益分别施加到来自求和点114和205的输出信号。因此,预期可以将处理伪像 (artefact) 的存在最小化。

[0079] 根据又一个变型,在第一节点102之前施加用于补偿个体听力损失的与频率相关的增益。这可能是有利的,由于它可以允许例如NLMS算法更快地适于输入信号的较高频率分量,这是因为NLMS算法的适应速度通常随着信号能量而增加,并且因为大多数听力受损具有高频损失,其结果是用于补偿个体听力损失的与频率相关的增益将提高较高频率分量的信号能量。

[0080] 然而,假如为了补偿个体听力损失而施加的与频率相关的增益实际上是根据所公开实施例的信号处理的一部分,那么根据图1的实施例可以在第一求和点103与第二求和点114之间施加对应的与频率相关的增益,并且在这种情况下必须在第二自适应滤波器113之后插入第二全通滤波器,其中第二全通滤波器适于引入与通过在第一求和点103与第二求和点114之间施加与频率相关的增益而引入的延迟相同的延迟。

[0081] 在进一步的变型中,施加宽带增益而不是与频率相关的增益,因为预期随机信号分量是相对白色的 (white),这提供了更简单的实现方式。

[0082] 在所公开实施例的进一步的变型中,可以省略自适应滤波处理器121和221的分析滤波器组110和合成滤波器组112,例如,如果对应信号处理器111包括适于施加期望的与频率相关的增益的时变滤波器。

[0083] 现在参考图3,其高度示意性地示出了根据本发明的一个实施例的助听器300的所选部分。

[0084] 助听器300包括第一麦克风301-a和第二麦克风302-b,并且以相同的方式处理从麦克风301-a和301-b提供的输入信号,并且因此在下文中,各种信号处理实体的功能将被描述一次,同时参考助听器的所选部分的两个分支。使用来自第一麦克风301-a的输出信号的信号处理实体将使用后缀“a”来表示,而使用来自第二麦克风301-b的输出信号的信号处理实体将使用后缀“b”来表示。

[0085] 来自麦克风301-a和301-b的输出信号在第一节点302-a和302-b中被分支,由此输出信号被提供给第一求和单元303-a和303-b并且被提供给分析滤波器组304-a和304-b,所

述分析滤波器组304-a和304-b提供多个频带信号作为输出,这在下面将被示为粗线。多个频带信号在第二节点305-a和305-b中被分支,由此频带信号被提供给对应组的自适应滤波器306-a和306-b并且被提供给自适应滤波器系数计算器307,所述自适应滤波器系数计算器307响应于频带信号和来自第一求和单元303-a和303-b的输出信号,计算自适应滤波器306-a和306-b的滤波器系数,并且随后设置在自适应滤波器306-a和306-b中的滤波器系数,这在图中用虚线示出。来自自适应滤波器306-a和306-b的输出信号被提供给第三节点308-a和308-b,由此来自自适应滤波器306-a和306-b的输出信号被提供给高分辨率波束形成器310和第一合成滤波器组309-a和309-b。

[0086] 来自合成滤波器组309-a和309-b的输出信号被提供给第一求和单元303-a和303-b,由此自适应滤波器系数计算器307的误差信号被设置为来自麦克风301-a和301-b的对应输出信号减去来自第一合成滤波器组309-a和309-b的输出信号。然而,通过第四节点311-a和311-b,来自第一求和单元303-a和303-b的输出信号也被提供给低分辨率波束形成器311,其中根据本实施例,低分辨率波束形成器312的特征在于它是单频带,并且因此是与多频带高分辨率波束形成器310相反的低分辨率波束形成器。

[0087] 来自高分辨率波束形成器310的输出信号被提供给第二合成滤波器组313,并且来自第二合成滤波器组313的输出信号被提供给第二求和单元314,其中信号与来自低分辨率波束形成器312的输出信号相加。

[0088] 最后,来自第二求和单元314的输出信号被引导到助听器300的剩余部分。来自第二求和单元314的输出信号的特征在于,为了提供高频分辨率波束形成,尽管事实上使用了引入显着处理延迟的分析滤波器组304-a、304-b和合成滤波器组309-a、309-b和313,但是获得波束形成同时几乎具有零延迟。这是使用与参考图1和图2的实施例及其变型已经公开的原理类似的原理获得的。因此,仅针对具有比滤波器组所引入的延迟更长的周期性(或自相关)的信号分量获得高分辨率波束形成。对于随机信号分量,低频分辨率波束形成对于大多数用户来说通常更可接受。

[0089] 在图3的实施例的变型中,自适应滤波器系数计算器307可以被仅从一个分支(即,例如,仅从分析滤波器组304-a和第四节点311-a)接收输入信号的更简单版本代替,并且其中所确定的自适应滤波器系数然后在自适应滤波器306-a和306-b两者中使用。

[0090] 在图3的实施例的另一个变型中,来自第一求和单元303-a和303-b的输出信号在提供给低分辨率波束形成器312的对应多频带版本之前被一对低延迟分析滤波器组分成多个频带,并且来自其的多频带输出随后在低延迟合成滤波器组中合成并被提供给第二求和单元314。然而,为了维持周期性信号分量与随机信号分量之间的相位关系,该修改要求在第二合成滤波器组313与第二求和单元314之间插入其延迟对应于由低延迟分析和合成滤波器组引入的延迟的全通滤波器。因此,可以获得具有最小延迟和相位失真的波束形成。因此,通过引入最小延迟,由于低分辨率波束形成器312的多频带版本的频率分辨率的提高,波束形成的质量可能得到改善。

[0091] 波束形成的概念在助听器系统领域中是众所周知的,并且本发明的实施例独立于多频带高分辨率波束形成器310和低分辨率波束形成器312两者的精确实现。波束形成概念在助听器系统领域中是众所周知的事实具有以下结果:本领域技术人员将容易理解根据图3的实施例的助听器的所选部分如何与助听器的剩余部分相互作用。

[0092] 作为一个示例,可以通过使用来自两个全向麦克风的输出信号来实现波束形成,以通过添加两个输出信号来形成全向信号,并且通过减去两个输出信号来形成双向信号,以及然后通过将两个信号加权在一起来实现期望的波束形式。

[0093] 显然,这种方法适合于单频带波束形成器和多频带波束形成器两者。

[0094] 因为区分不同说话者的能力基于依靠考虑有声语音还是无声语音的不同方面,所以所公开实施例在所谓的酒会 (cocktail party) 情况下可能是尤其有利的。根据本发明并且如上已经讨论的,周期性信号将包括有声语音分量的有效部分,然而随机信号将包括无声语音分量的有效部分。推测主要通过使用来自不同说话者的有声语音分量通常在频率上不重叠的事实来区分来自不同说话者的有声语音分量,由此如果频率分辨率足够高,则一个说话者可以被增强超过其他说话者。另一方面,推测来自不同说话者的无声语音分量通常在时间上不重叠,因此为了区分无声语音分量可能不需要高的频率分辨率。

[0095] 在进一步的变型中,根据所公开实施例的方法和助听器的所选部分也可以在不是助听器系统、但是仍然包括声电输入换能器和电声输出换能器的系统和装置中实现(即它们不包括用于补偿听力损失的装置)。目前,这种系统和装置通常被称为可听装置 (hearable)。然而,头戴式耳机是这种系统的另一个示例。

[0096] 对于本领域技术人员来说,结构和程序的其他修改和变型将是明显的。

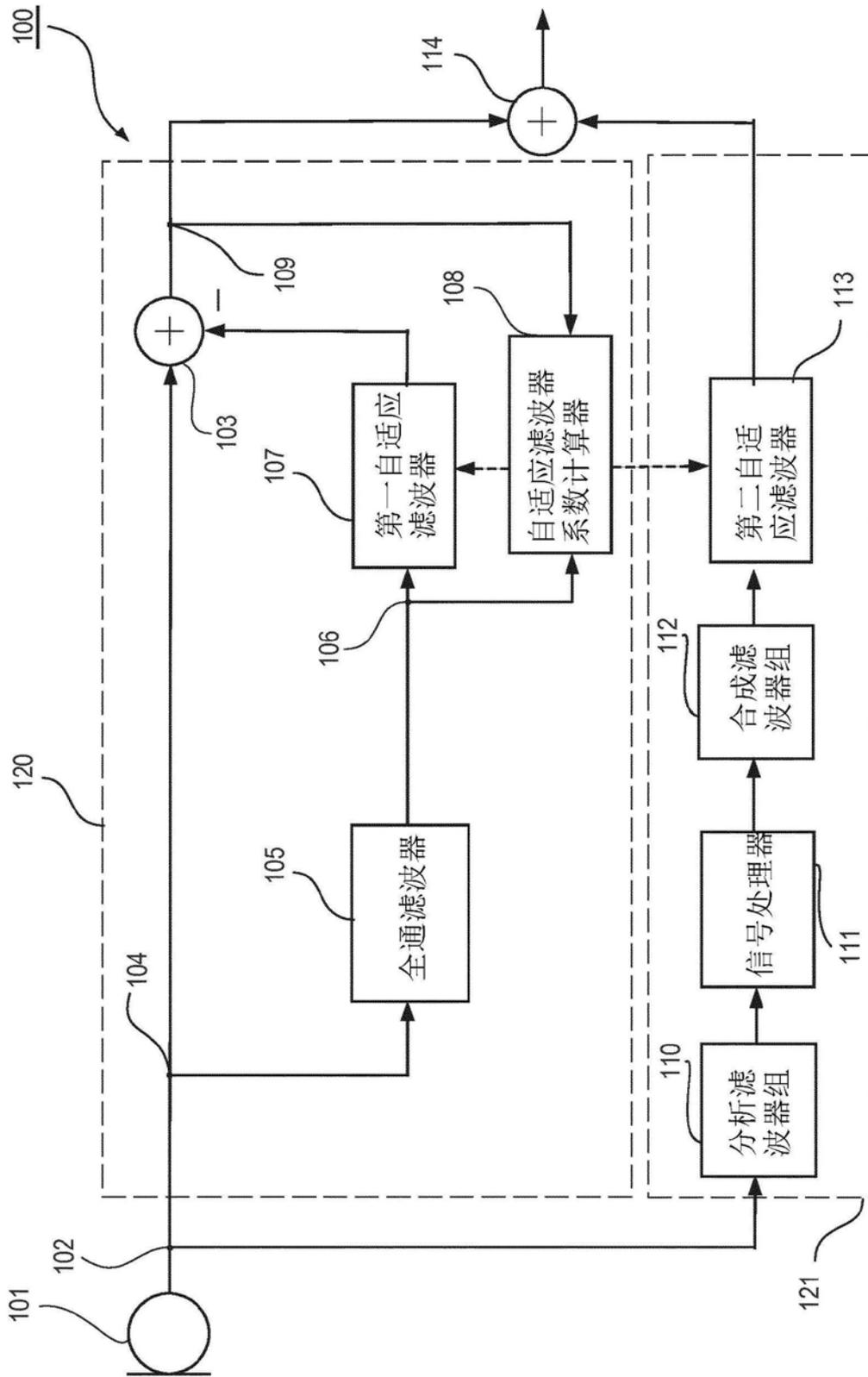


图1

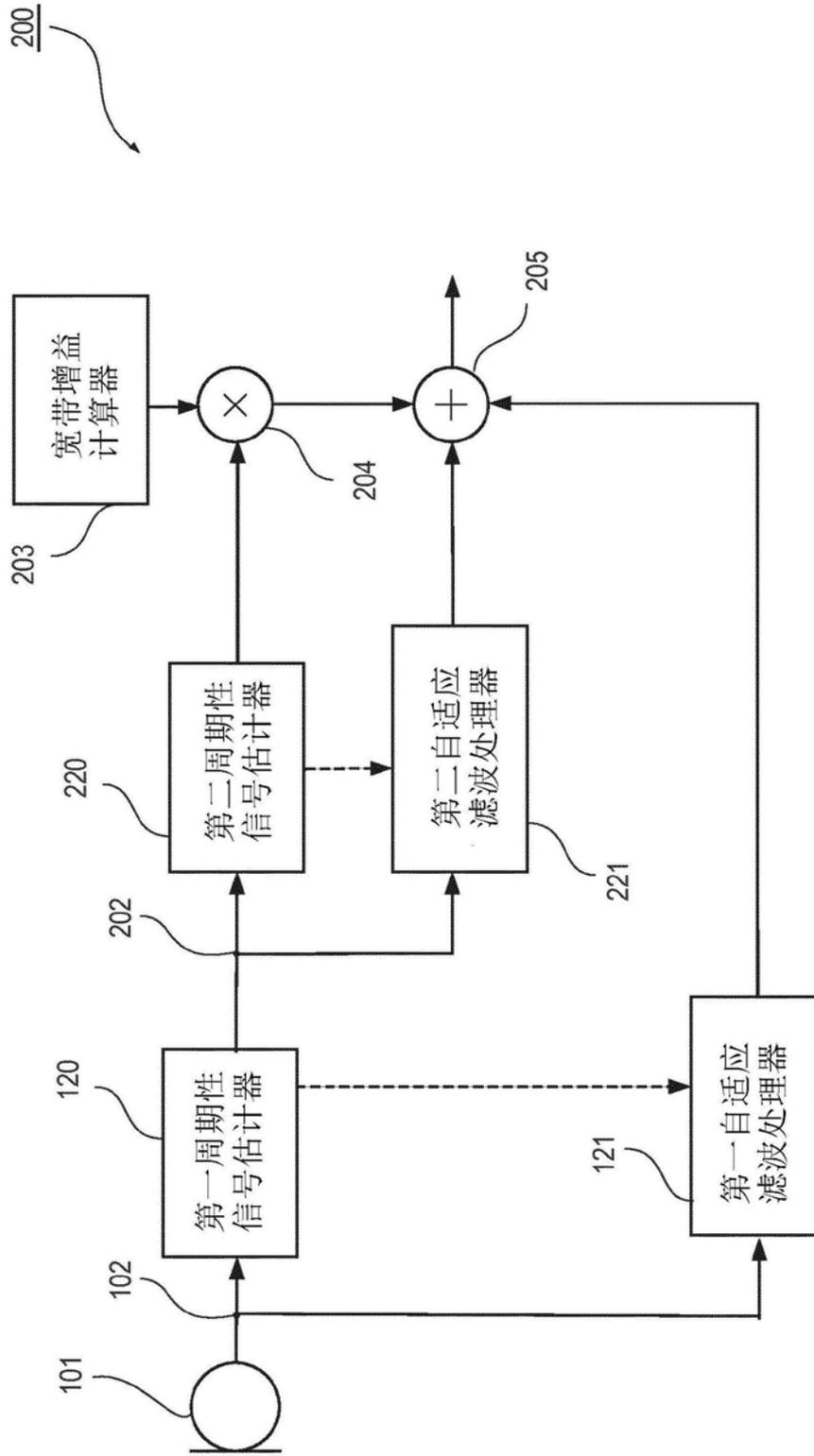


图2

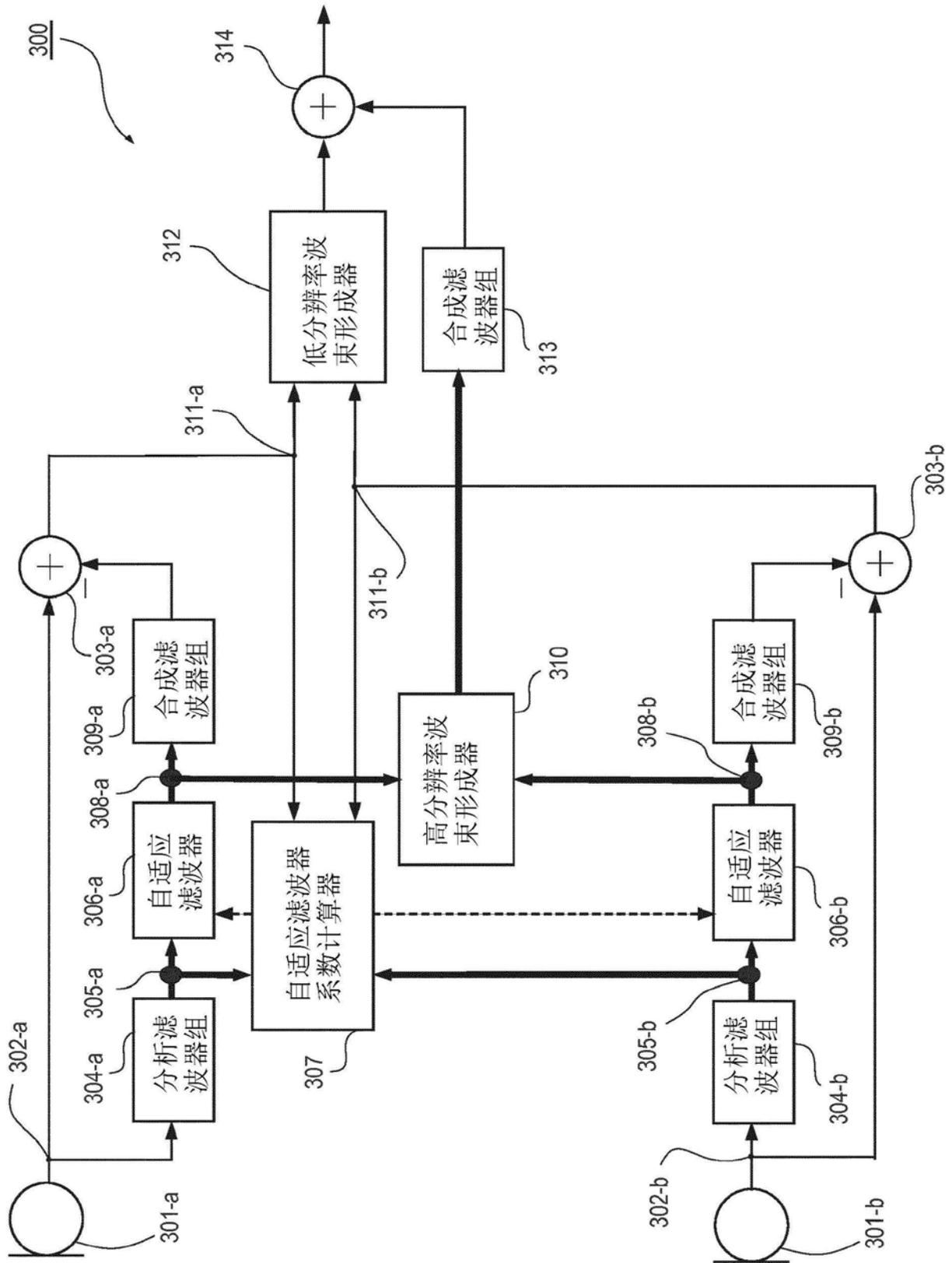


图3