

(12) 按照专利合作条约所公布的国际申请

(19) 世界知识产权组织
国际局

(43) 国际公布日
2020 年 12 月 17 日 (17.12.2020)



(10) 国际公布号
WO 2020/248164 A1

(51) 国际专利分类号:
H03H 21/00 (2006.01) **G10K 11/178** (2006.01)

(21) 国际申请号: PCT/CN2019/090912

(22) 国际申请日: 2019 年 6 月 12 日 (12.06.2019)

(25) 申请语言: 中文

(26) 公布语言: 中文

(71) 申请人: 深圳市汇顶科技股份有限公司 (SHENZHEN GOODIX TECHNOLOGY CO., LTD.) [CN/CN]; 中国广东省深圳市福田保税区腾飞工业大厦B座13层, Guangdong 518045 (CN)。

(72) 发明人: 朱虎 (ZHU, Hu); 中国广东省深圳市福田保税区腾飞工业大厦B座13层, Guangdong 518045 (CN)。 王鑫山 (WANG, Xinshan); 中国广东省深圳市福田保税区腾飞工业大厦B座13层, Guangdong 518045 (CN)。 李国梁 (LI,

Guoliang); 中国广东省深圳市福田保税区腾飞工业大厦B座13层, Guangdong 518045 (CN)。

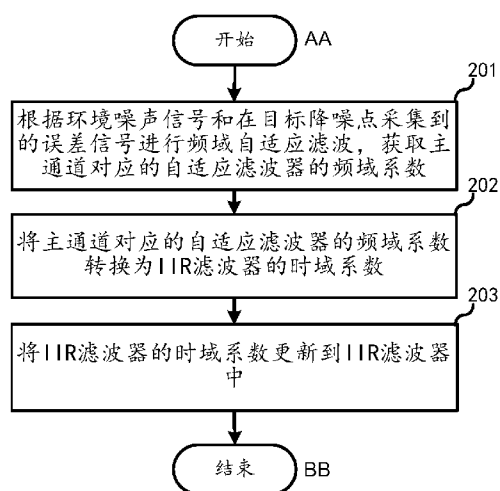
郭红敬 (GUO, Hongjing); 中国广东省深圳市福田保税区腾飞工业大厦B座13层, Guangdong 518045 (CN)。 韩文凯 (HAN, Wenkai); 中国广东省深圳市福田保税区腾飞工业大厦B座13层, Guangdong 518045 (CN)。

(74) 代理人: 上海晨皓知识产权代理事务所 (普通合伙) (SHANGHAI CHENHAO INTELLECTUAL PROPERTY LAW FIRM GENERAL PARTNERSHIP); 中国上海市黄浦区制造局路787号二幢202B室, Shanghai 200011 (CN)。

(81) 指定国 (除另有指明, 要求每一种可提供的国家保护): AE, AG, AL, AM, AO, AT, AU, AZ, BA, BB, BG, BH, BN, BR, BW, BY, BZ, CA, CH, CL, CN, CO, CR, CU, CZ, DE, DJ, DK, DM, DO, DZ, EC, EE, EG, ES, FI, GB,

(54) Title: ACTIVE NOISE REDUCTION METHOD, DEVICE AND CHIP, AND ACTIVE CONTROL SYSTEM AND STORAGE MEDIUM

(54) 发明名称: 主动降噪方法、装置、芯片、主动控制系统和存储介质



201 Perform frequency-domain adaptive filtering according to an environmental noise signal and an error signal collected at a target noise reduction point, and obtain a frequency-domain coefficient of an adaptive filter corresponding to a primary channel

202 Convert the frequency domain coefficient of the adaptive filter corresponding to the primary channel into a time domain coefficient of an IIR filter

203 Update the time domain coefficient of the IIR filter to the IIR filter

AA Start

BB End

图 2

(57) Abstract: Some of embodiments of the present application provide an active noise reduction method, device and chip, and an active control system and a storage medium. The active noise reduction method comprises: performing frequency-domain adaptive filtering according to an environmental noise signal and an error signal collected at a target noise reduction point, and obtaining a frequency-domain coefficient of an adaptive filter corresponding to a primary channel (201); converting the frequency domain coefficient of the adaptive filter corresponding to the primary channel into a time domain coefficient of an IIR filter (202), wherein the order of the IIR filter is smaller than that of the adaptive filter; and updating the time domain coefficient of the IIR filter to the IIR filter (203), wherein the IIR filter is located on a secondary channel, and is used for filtering the environmental noise signal passing through the secondary channel to output a noise reduction signal. By adopting the embodiments of the present application, the computational complexity and the overhead of hardware resources during the noise reduction process can be reduced while implementing adaptive

GD, GE, GH, GM, GT, HN, HR, HU, ID, IL, IN, IR, IS, JO, JP, KE, KG, KH, KN, KP, KR, KW, KZ, LA, LC, LK, LR, LS, LU, LY, MA, MD, ME, MG, MK, MN, MW, MX, MY, MZ, NA, NG, NI, NO, NZ, OM, PA, PE, PG, PH, PL, PT, QA, RO, RS, RU, RW, SA, SC, SD, SE, SG, SK, SL, SM, ST, SV, SY, TH, TJ, TM, TN, TR, TT, TZ, UA, UG, US, UZ, VC, VN, ZA, ZM, ZW。

(84) 指定国(除另有指明, 要求每一种可提供的地区保护): ARIPO (BW, GH, GM, KE, LR, LS, MW, MZ, NA, RW, SD, SL, ST, SZ, TZ, UG, ZM, ZW), 欧亚 (AM, AZ, BY, KG, KZ, RU, TJ, TM), 欧洲 (AL, AT, BE, BG, CH, CY, CZ, DE, DK, EE, ES, FI, FR, GB, GR, HR, HU, IE, IS, IT, LT, LU, LV, MC, MK, MT, NL, NO, PL, PT, RO, RS, SE, SI, SK, SM, TR), OAPI (BF, BJ, CF, CG, CI, CM, GA, GN, GQ, GW, KM, ML, MR, NE, SN, TD, TG)。

本国际公布:

— 包括国际检索报告(条约第21条(3))。

active noise reduction, which is beneficial to hardware implementation.

(57) 摘要: 本申请部分实施例提供了一种主动降噪方法、装置、芯片、主动控制系统和存储介质。上述主动降噪方法包括: 根据环境噪声信号和在目标降噪点采集到的误差信号进行频域自适应滤波, 获取主通道对应的自适应滤波器的频域系数(201); 将主通道对应的自适应滤波器的频域系数转换为IIR滤波器的时域系数(202); 其中, IIR滤波器的阶数小于自适应滤波器的阶数; 将IIR滤波器的时域系数更新到IIR滤波器中(203); 其中, 所述IIR滤波器位于所述次级通道上, 用于对通过所述次级通道的环境噪声信号进行滤波输出降噪信号。采用本申请的实施例, 可以在实现自适应主动降噪的同时, 降低降噪过程中的计算复杂度、减少硬件资源的开销, 有利于硬件的实现。

主动降噪方法、装置、芯片、主动控制系统和存储介质

技术领域

[0001] 本申请涉及主动降噪技术领域，特别涉及一种主动降噪方法、装置、芯片、主动控制系统和存储介质。

背景技术

[0002] 现实生活中，由于说话人经常处于各种嘈杂的环境中，环境噪声已严重影响到出行的质量。在诸如免提通信、助听器、耳机和汽车电子之类的许多降噪技术应用中，通常需要降噪技术来降低环境噪声水平。目前，传统自适应主动降噪控制方案都是基于横向结构的滤波器 FIR（Finite Impulse Response，有限脉冲响应）与 LMS（Least mean square，最小均方根）算法结合来收敛到主通道的传递函数曲线。

[0003] 然而，发明人发现，相关技术中为了达到更好的收敛效果，通常需要采取高阶的 FIR 滤波器，这需要足够多的硬件资源。而且，由于高阶滤波器系数是在时域进行迭代，并且要求每一个采样点迭代一次，而主动降噪系统工作的采样率非常高，这就使得算法的计算量很大，不利于硬件实现。

发明内容

[0004] 本申请部分实施例的目的在于提供一种主动降噪方法、装置、芯片、主

动控制系统和存储介质，可以在实现自适应主动降噪的同时，降低降噪过程中的计算复杂度、减少硬件资源的开销，有利于硬件的实现。

[0005] 本申请实施例提供了一种主动降噪方法，包括：根据环境噪声信号和在目标降噪点采集到的误差信号进行频域自适应滤波，获取主通道对应的自适应滤波器的频域系数；其中，所述误差信号为所述环境噪声信号分别通过主通道和次级通道后在目标降噪点叠加后的信号；将所述主通道对应的自适应滤波器的频域系数转换为无限脉冲响应 IIR 滤波器的时域系数；其中，所述 IIR 滤波器的阶数小于所述自适应滤波器的阶数；将所述 IIR 滤波器的时域系数更新到所述 IIR 滤波器中；其中，所述 IIR 滤波器位于所述次级通道上，用于对通过所述次级通道的环境噪声信号进行滤波输出降噪信号。

[0006] 本申请实施例还提供了一种主动降噪装置，包括：频域自适应滤波模块，用于根据环境噪声信号和在目标降噪点采集到的误差信号进行频域自适应滤波，获取主通道对应的自适应滤波器的频域系数；其中，所述误差信号为所述环境噪声信号分别通过主通道和次级通道后在目标降噪点叠加后的信号；IIR 滤波器设计模块与所述频域自适应滤波模块连接，用于将所述主通道对应的自适应滤波器的频域系数转换为无限脉冲响应 IIR 滤波器的时域系数，并将所述 IIR 滤波器的时域系数更新到所述 IIR 滤波器中；其中，所述 IIR 滤波器的阶数小于所述自适应滤波器的阶数；所述 IIR 滤波器与所述系数转换模块连接且位于所述次级通道上，用于对通过所述次级通道的环境噪声信号进行滤波输出降噪信号。

[0007] 本申请实施例还提供了一种主动降噪芯片，包括：至少一个处理器；以及，与所述至少一个处理器通信连接的存储器；其中，所述存储器存储有可被

所述至少一个处理器执行的指令，所述指令被所述至少一个处理器执行，以使所述至少一个处理器能够执行上述的主动降噪方法。

[0008] 本申请实施例还提供了一种主动控制系统，包括上述的主动降噪芯片和无限脉冲响应 IIR 滤波器；所述主动降噪芯片用于获取所述 IIR 滤波器的时域系数，并将所述 IIR 滤波器的时域系数更新到所述 IIR 滤波器中；所述 IIR 滤波器位于次级通道上，用于对通过所述次级通道的环境噪声信号进行滤波输出降噪信号。

[0009] 本申请实施例还提供了一种计算机可读存储介质，存储有计算机程序，其特征在于，所述计算机程序被处理器执行时实现上述的主动降噪方法。

[0010] 本申请实施例现对于现有技术而言，根据环境噪声信号和在目标降噪点采集到的误差信号进行频域自适应滤波，获取主通道对应的自适应滤波器的频域系数，将主通道对应的自适应滤波器的频域系数转换为 IIR 滤波器的时域系数，将 IIR 滤波器的时域系数更新到 IIR 滤波器中。即在频域进行自适应滤波，可以有效避免相关技术中在时域上每个采样点都更新滤波器系数，导致大量的数据交互、计算复杂度高的问题，有利于降低算法资源开销，并且在频域获取自适应滤波器的频域系数可以充分利用采集到的信号的所有信息，更有利于得到收敛于主通道的传递函数的 IIR 滤波器时域系数，从而使得环境噪声信号分别通过主通道和次级通道后在目标降噪点叠加后的信号更趋近于 0，有利于更准确的降噪。同时，本申请实施例中使用了相对自适应滤波器的阶数更低的低阶 IIR 滤波器，这样可以在实现自适应主动降噪的同时，有效的避免需要高阶滤波器，降低硬件资源开销，有利于硬件实现。

[0011] 例如，根据环境噪声信号和在目标降噪点采集到的误差信号进行频域自

适应滤波，获取主通道对应的自适应滤波器的频域系数，包括：将所述环境噪声信号转换为环境噪声频域信号，并将所述误差信号转换为误差频域信号；根据所述环境噪声频域信号对所述误差频域信号进行误差幅度控制；根据误差幅度控制后的误差频域信号和所述环境噪声频域信号，获取主通道对应的自适应滤波器的频域系数。本申请实施例中，对误差频域信号进行误差幅度控制，可以避免由于佩戴不标准导致在目标降噪点采集到的误差信号很大的时候，造成滤波器的系数的发散。由于不同的佩戴状态可能引起在目标降噪点采集到的误差信号发生或大或小的变化，本申请实施例中对误差频域信号进行误差幅度控制，保证在不同的佩戴状态下均可以得到自适应收敛于主通道的传递函数的滤波器的时域系数，更具鲁棒性，更加适用于各种佩戴场景中，保证较好的降噪能力。

[0012] 例如，根据所述环境噪声频域信号对所述误差频域信号进行误差幅度控制，包括：根据所述环境噪声频域信号对所述误差频域信号进行归一化处理，获取归一化处理后的误差频域信号；根据所述归一化处理后的误差频域信号的幅值与预设阈值的比较结果，获取误差限幅系数；根据所述误差限幅系数获取误差幅度控制后的误差频域信号。本申请实施例提供了一种具体的误差幅度控制方式，有利于更好的对误差频域信号进行误差幅度控制。

[0013] 例如，根据所述环境噪声频域信号对所述误差频域信号进行归一化处理，获取归一化处理后的误差频域信号，包括：分别获取所述环境噪声频域信号的功率谱和所述误差频域信号的幅度谱；将所述幅度谱和所述功率谱的比值作为所述归一化处理后的误差频域信号的幅度谱。本申请实施例提供了一种具体的归一化处理的方式，方便了获取归一化处理后的误差信号的幅度谱。

[0014] 例如, 根据所述归一化处理后的误差频域信号的幅值与预设阈值的比较结果, 获取误差限幅系数, 包括: 通过以下公式计算所述误差限幅系数:

$$Ef(k) = \frac{\tau(k)}{\max(|E1(k)|, \tau(k))}$$

其中, 所述 $Ef(k)$ 为所述误差限幅系数, 所述 $|E1(k)|$ 为所述归一化处理后的误差频域信号的幅值, 所述 $\tau(k)$ 为所述预设阈值, 所述 k 为所述误差频域信号的频点。本申请实施例提供了一种误差限幅系数的具体计算公式, 使得可以很好的避免归一化处理后的误差频域信号的幅值过大。

[0015] 例如, 将所述主通道对应的自适应滤波器的频域系数转换为无限脉冲响应 IIR 滤波器的时域系数, 包括: 将所述主通道对应的自适应滤波器的频域系数转换为所述主通道对应的自适应滤波器的时域系数; 根据 LMS 算法将所述主通道对应的自适应滤波器的时域系数转换为所述 IIR 滤波器的时域系数, 方便了将自适应滤波器的频域系数转换为 IIR 滤波器的时域系数。

[0016] 例如, 所述根据 LMS 算法将所述主通道对应的自适应滤波器的时域系数转换为所述 IIR 滤波器的时域系数, 包括: 将主通道对应的自适应滤波器的时域系数进行翻转; 生成随机数, 并根据翻转后的所述时域系数和所述随机数获取期望信号; 根据 LMS 算法和所述期望信号得到所述 IIR 滤波器的时域系数。利用随机数有利于得到更稳定的 IIR 滤波器的时域系数, 且可以使得到的 IIR 滤波器的时域系数收敛性更好。

[0017] 例如, 根据 LMS 算法将所述主通道对应的自适应滤波器的时域系数转换为所述 IIR 滤波器的时域系数, 包括根据 LMS 算法将所述主通道对应的自适应滤波器的时域系数转换为 m 阶 IIR 滤波器的时域系数; 将所述 m 阶 IIR 滤波器的时域系数转换为多个 n 阶 IIR 滤波器的时域系数; 其中, 所述 m 大于所述 n ,

所述多个 n 阶 IIR 滤波器均对应有各自的时域系数；所述将所述 IIR 滤波器的时域系数更新到所述 IIR 滤波器中，具体为：将所述多个 n 阶 IIR 滤波器的时域系数更新到所述多个 n 阶 IIR 滤波器中。本申请实施例，通过将 m 阶 IIR 滤波器的时域系数转换为多个 n 阶 IIR 滤波器的时域系数，即将 IIR 滤波器的高阶系数转变为多个低阶系数，通过次级通道上多个 n 阶 IIR 滤波器对信号的处理效果有利于更好的逼近主通道的传递函数对信号的处理效果，使得环境噪声信号分别通过主通道和次级通道后在目标降噪点叠加后的信号更加趋近于 0，有利于达到更好的降噪效果。

[0018] 例如，在所述根据环境噪声信号和在目标降噪点采集到的误差信号进行频域自适应滤波，获取主通道对应的自适应滤波器的频域系数之前，还包括：自适应更新所述次级通道对应的自适应滤波器的系数；将所述次级通道对应的自适应滤波器的系数更新到所述次级通道对应的自适应滤波器中；所述根据环境噪声信号和在目标降噪点采集到的误差信号进行频域自适应滤波中的环境噪声信号为通过所述次级通道对应的自适应滤波器的环境噪声信号。本申请实施例可以使得当次级通道的传递函数随环境因素的变化而变化，即次级通道对环境噪声信号的影响随环境因素的变化而变化时，也能根据次级通道的传递函数的变化，自适应更新次级通道对应的自适应滤波器的系数，从而获取到收敛于主通道的传递函数的自适应滤波器的频域系数，进一步得到收敛于主通道的传递函数的 IIR 滤波器的时域系数。

[0019] 例如，所述自适应更新所述次级通道对应的自适应滤波器的系数，具体为：自适应更新所述次级通道对应的自适应滤波器的频域系数。在频域进行次级通道对应的自适应滤波器的频域系数的自适应更新，可以有效避免相关技术

中在时域上每个采样点都更新，导致大量的数据交互、计算复杂度高的问题，有利于降低算法资源开销。

[0020] 例如，自适应更新所述次级通道对应的自适应滤波器系数，包括：在所述次级通道上引入预设的白噪声信号，并根据所述白噪声信号和调整后的所述误差信号，获取所述次级通道对应的自适应滤波器的系数；其中，调整后的所述误差信号为所述白噪声信号经预设滤波器处理后的信号与所述误差信号叠加后的信号；所述预设滤波器的系数与所述次级通道对应的自适应滤波器的系数相同。本申请实施例提供了一种自适应更新所述次级通道对应的滤波器系数的具体方式，可以更方便和准确的自适应更新次级通道对应的自适应滤波器系数。

附图说明

[0021] 一个或多个实施例通过与之对应的附图中的图片进行示例性说明，这些示例性说明并不构成对实施例的限定，附图中具有相同参考数字标号的元件表示为类似的元件，除非有特别申明，附图中的图不构成比例限制。

[0022] 图 1 是根据本申请第一实施例中的主动降噪方法的框图；

[0023] 图 2 是根据本申请第一实施例中的主动降噪方法的流程图；

[0024] 图 3 是根据本申请第一实施例中的步骤 201 的实现过程的流程图；

[0025] 图 4 是根据本申请第二实施例中的步骤 201 的实现过程的流程图；

[0026] 图 5 是根据本申请第三实施例中的主动降噪方法的框图；

[0027] 图 6 是根据本申请第三实施例中的主动降噪方法的流程图；

[0028] 图 7 是根据本申请第四实施例中的主动降噪装置的示意图；

[0029] 图 8 是根据本申请第五实施例中的主动降噪芯片的结构示意图；

[0030] 图 9 是根据本申请第六实施例中的主动控制系统的示意图。

具体实施方式

[0031] 为了使本申请的目的、技术方案及优点更加清楚明白，以下结合附图及实施例，对本申请部分实施例进行进一步详细说明。应当理解，此处所描述的具体实施例仅仅用以解释本申请，并不用于限定本申请。以下各个实施例的划分是为了描述方便，不应对本申请的具体实现方式构成任何限定，各个实施例在不矛盾的前提下可以相互结合相互引用。

[0032] 本申请第一实施例涉及一种主动降噪方法，该方法可以适用于语音交互产品中，包括但不限于耳机、助听器等电子设备。本申请实施例中主要采用基于频域自适应滤波和 IIR（Infinite Impulse Response，无限脉冲响应）滤波器相结合的技术来自适应更新次级通道上的 IIR 滤波器的时域系数，进而实现主动降噪。下面对本实施方式的主动降噪方法的实现细节进行具体的说明，以下内容仅为方便理解提供的实现细节，并非实施本方案的必须。

[0033] 下面以主动降噪方法应用于降噪耳机为例进行具体说明，但在实际应用中并不以此为限。降噪耳机中一般在两个位置处设置有麦克风，耳机外壳处设置有外部麦克风，外部麦克风可用于采集环境噪声信号，戴上耳机贴近人耳处的位置设置有人耳处麦克风，人耳处麦克风可用于采集误差信号。参考主动降噪方法的框图即图 1，可知外部麦克风采集的环境噪声信号即为 $x(n)$ ，人耳处麦克风采集到的误差信号即为 $e(n)$ 。由图 1 可以看出， $e(n)=d(n)-y(n)$ ，其中 $d(n)$ 为环境噪声信号 $x(n)$ 通过主通道后得到的期望信号，即可认为主通道的传

递函数 $P(n)$ 对 $x(n)$ 进行了信号处理后得到的信号，主通道可以理解为环境噪声信号通过空气介质传递到人耳处的传输路径，环境噪声信号通过主通道到达人耳处时，主通道对环境噪声信号的影响可以抽象为主通道的传递函数 $P(n)$ ， $P(n)$ 一般受到耳机结构和佩戴准确度的影响。图 1 中的主动控制系统位于次级通道上，需要说明的是，在具体实现中图 1 中的次级通道上的硬件组成除了 IIR 滤波器通常还包括模数转换器、扬声器等。本实施例中假设次级通道上的所有的硬件对环境噪声信号的影响不会随着温度等环境因素的变化而变化，通常次级通道上所有的硬件对环境噪声信号的影响可以抽象为次级通道上所有硬件的传递函数。本实施例中次级通道上所有硬件的传递函数可以理解为 1 或是其他固定不变的数值。 $y(n)$ 为环境噪声信号 $x(n)$ 通过次级通道后得到的输出信号，即可认为次级通道上的 IIR 滤波器对 $x(n)$ 进行滤波处理后得到的信号。IIR 滤波器输出的 $y(n)$ 可以激励耳机中的扬声器发出降噪信号 $y(n)$ ，该扬声器发出的该降噪信号 $y(n)$ 与期望信号 $d(n)$ 在空气中叠加，人耳处麦克风可以采集到叠加后的误差信号。如果降噪信号 $y(n)$ 与期望信号 $d(n)$ 叠加后的信号趋近于 0，可以认为达到了较好的降噪效果。

[0034] 本实施方式中的主动降噪方法的具体流程可以如图 2 所示，包括：

[0035] 步骤 201：根据环境噪声信号和在目标降噪点采集到的误差信号进行频域自适应滤波，获取主通道对应的自适应滤波器的频域系数。

[0036] 具体的说，目标降噪点可以为耳机中的人耳处麦克风所在的位置，耳机中可以设置有如图 1 中的主动控制系统，主动控制系统中包括频域自适应滤波模块 102 和 IIR 滤波器设计模块 103。假设主动控制系统的输入数据流采样率为 $F_s=192\text{KHz}$ ，为了降低功耗和硬件资源，主动控制系统可以间接性从存储器

中取 1024 个点来进行频域自适应滤波。在具体实现中，步骤 201 可以由频域自适应滤波模块 102 来实现，频域自适应滤波模块 102 根据环境噪声信号和误差信号进行频域自适应滤波，获取主通道对应的自适应滤波器的频域系数的具体实现方式可以如图 3 所示，包括：

[0037] 步骤 301：对环境噪声信号和误差信号分别进行频域转换。

[0038] 具体的说，可以将环境噪声信号和误差信号数据通过傅里叶变换 FFT 边还到频域，通过以下公式可以实现对环境噪声信号和误差信号的频域转换：

$$U(k) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n) e^{-j2\pi \frac{k}{N}n}$$

$$E(k) = \sum_{n=0}^{N-1} e(n) e^{-j2\pi \frac{k}{N}n}$$

其中，k 代表频点， $x(n)$ 为外部麦克风采集到的环境噪声信号， $e(n)$ 人耳处麦克风采集到的误差信号，N 表示 FFT 的点数，本实施例中 N 的取值可以为 1024， $U(k)$ 为将 $x(n)$ 频域转换后的环境噪声频域信号， $E(k)$ 为将 $e(n)$ 频域转换后的误差频域信号。需要说明的是，本实施方式以及以下各实施方式中提到的环境噪声信号和误差信号均为时域信号，环境噪声频域信号和误差频域信号均为频域信号。

[0039] 步骤 302：根据环境噪声频域信号和误差频域信号计算频域梯度。

[0040] 具体的说，可以通过如下公式计算频域梯度 $\hat{\nabla}_{w(k)} J$ ：

$$\hat{\nabla}_{w(k)} J = \mu \cdot U(k)^* \cdot E(k)$$

其中， μ 为迭代步长，步长的选取和收敛速度有关，如果步长选取的太大，虽然收敛很快，但是可能造成滤波器系数发散；如果步长选取太小，收敛速度太慢了。在具体实现中步长的选取有多种方法，有固定步长和变步长，本申请实

施例中步长的选取以 $\mu=1$ 为示例性说明。 $U(k)^*$ 表示环境噪声频域信号的共轭信号。

[0041] 步骤 303: 将频域梯度转换为时域梯度。

[0042] 具体的说, 可以通过傅里叶逆变换 IFFT 将频域梯度转换为时域梯度, 即可以通过如下公式将频域梯度转换为时域梯度 $\varphi(n)$:

$$\varphi(n) = \text{IFFT}(\hat{\nabla}_{w(k)} J)。$$

[0043] 步骤 304: 对时域梯度进行补零。

[0044] 具体的说, 可以通过如下公式对时域梯度进行补零, 得到补零后的时域梯度 $\phi(n)$:

$$\phi(n) = \begin{bmatrix} \varphi(n) \\ 0 \end{bmatrix}$$

[0045] 步骤 305: 对补零后的时域梯度进行频域转换。

[0046] 具体的说, 可以通过傅里叶变换对补零后的时域梯度进行频域转换, 具体可以参考如下公式:

$$\Delta W(k) = \text{FFT}(\phi(n)) = \text{FFT} \begin{bmatrix} \varphi(n) \\ 0 \end{bmatrix}$$

其中, $\Delta W(k)$ 为 FIR 滤波器的频域系数的变化量。

[0047] 步骤 306: 根据频域转换后的时域梯度获取主通道对应的自适应滤波器的频域系数。

[0048] 需要说明的是, 本实施例中只是从软件层面得到主通道对应的自适应滤波器的频域系数, 而并不一定存在自适应滤波器这一硬件设备。通常的, 本领域中认为存在频域系数的自适应滤波器属于有限脉冲响应 FIR 滤波器, 简称为 FIR 滤波器; 本实施方式及以下各实施方式均以 FIR 滤波器这一称呼进行具体

说明，也就是说，主通道对应的自适应滤波器的频域系数可以称为 FIR 滤波器的频域系数，然并不以此为限。

[0049] 步骤 306 中，具体可以通过如下公式获取 FIR 滤波器的频域系数：

$$\hat{W}_{\lambda+1}(k) = \hat{W}_{\lambda}(k) + \Delta W_{\lambda+1}(k)$$

其中， $\hat{W}_{\lambda+1}(k)$ 表示第 $\lambda+1$ 次估计得到的 k 频点的 FIR 滤波器的频域系数， $\hat{W}_{\lambda}(k)$ 为第 λ 次估计得到的 k 频点的 FIR 滤波器的频域系数， $\Delta W_{\lambda+1}(k)$ 表示第 $\lambda+1$ 次估计得到的 k 频点的 FIR 滤波器的频域系数的变化量。

[0050] 步骤 202：将主通道对应的自适应滤波器的频域系数转换为 IIR 滤波器的时域系数。

[0051] 具体的说，IIR 滤波器的阶数小于主通道对应的自适应滤波器的阶数，即 IIR 滤波器的阶数小于 FIR 滤波器的阶数。比如说 FIR 滤波器的阶数可以为 3000 阶，IIR 滤波器的阶数可以为 6 阶，本实施方式中可以将阶数为 3000 阶的 FIR 滤波器的频域系数转换为阶数为 6 阶的 IIR 滤波器的时域系数。本步骤可以通过图 1 中 IIR 滤波器设计模块 103 实现。

[0052] 在一个例子中，将 FIR 滤波器的频域系数转换为 IIR 滤波器的时域系数的方式可以为：首先可以对通过频域自适应滤波模块 102 得到的 FIR 滤波器频域系数 $\hat{W}_{\lambda+1}(k)$ 作傅里叶逆变换 IFFT 以后得到 FIR 滤波器的时域系数 $\mathbf{w}(n+1)$ ，然后将 $\mathbf{w}(n+1)$ 向量翻转得到新的 $\hat{\mathbf{w}}(n+1)$ ，随后生成一组随机数 $\mathbf{x}(n+1)$ ，根据随机数 $\mathbf{x}(n+1)$ 和 $\hat{\mathbf{w}}(n+1)$ 得到期望信号 $d(n+1)$ ，比如将随机数与 $\hat{\mathbf{w}}(n+1)$ 相乘，得到期望信号 $d(n+1)$ ，最后根据期望信号 $d(n+1)$ 和最小均方根 LMS 算法得到 IIR 滤波器的时域系数。其中，IIR 滤波器的时域系数可以包括分子系数 $a(n)$ 和分母系数 $b(n)$ ，滤波器时域系数为 $\hat{\mathbf{w}}(n+1)$ 的 FIR 滤波器的频率响应与滤波器

时域系数为 $a(n)/b(n)$ 的 IIR 滤波器的频率响应相同。需要说明的是，本领域技术人员基于已有的相关技术可以实现根据期望信号 $d(n+1)$ 和最小均方根 LMS 算法得到 IIR 滤波器的时域系数，因此本实施方式对具体如何得到 IIR 滤波器的时域系数的具体实现方式不做具体描述。

[0053] 在一个例子中，将 FIR 滤波器的频域系数转换为 IIR 滤波器的时域系数的方式可以为：利用普罗尼算法 Prony Method 实现系数的转换。

[0054] 需要说明的是，本实施例中只是以上述两种系数转换方式为例，在具体实现中任何可以将 FIR 滤波器的频域系数转换为 IIR 滤波器的时域系数的方法均在本实施例保护范围之内。

[0055] 在一个例子中，主动控制系统中的 IIR 滤波器可以为 1 个，即如图 1 中所示的情况。在这种情况下，将 FIR 滤波器的频域系数转换为 IIR 滤波器的时域系数的方式可以参考上面的描述。

[0056] 在另一个例子中，主动控制系统中可以包括多个 IIR 滤波器，多个 IIR 滤波器为串联的形式，在这种情况下，将 FIR 滤波器的频域系数转换为 IIR 滤波器的时域系数的方式可以为：首先，根据 LMS 算法将 FIR 滤波器的时域系数转换为 m 阶 IIR 滤波器的时域系数，其中，将 FIR 滤波器的时域系数转换为 m 阶 IIR 滤波器的时域系数的方式可以为上文中描述过的：将主通道对应的 FIR 滤波器的时域系数进行翻转，生成随机数，并根据翻转后的时域系数和随机数获取期望信号，根据 LMS 算法和期望信号得到 m 阶 IIR 滤波器的时域系数。

需要说明的是，本实施例只是提供一个示例，在具体实现中将 FIR 滤波器的时域系数转换为 m 阶 IIR 滤波器的时域系数的方式并不以上述的方式为限。然后，将 m 阶 IIR 滤波器的时域系数转换为多个 n 阶 IIR 滤波器的时域系数；其中，

m 大于 n, 多个 n 阶 IIR 滤波器均对应有各自的时域系数。比如说, m 为 6, n 为 2, 即先将 FIR 滤波器的时域系数转换为 6 阶 IIR 滤波器的时域系数, 然后将 6 阶 IIR 滤波器的时域系数转换成 3 个 2 阶 IIR 滤波器的时域系数, 最后得到每个 2 阶 IIR 滤波器的时域系数的分子和分母。具体的将 6 阶 IIR 滤波器的时域系数转换成 3 个 2 阶 IIR 滤波器的时域系数的实现方式可以参考如下公式:

$$H(z) = \frac{\sum_{i=0}^6 a_i z^{-i}}{1 - \sum_{i=1}^6 b_i z^{-i}} = H_1(z) \cdot H_2(z) \cdot H_3(z)$$

$$H_1(z) = \frac{a_{10} + a_{11}z^{-1} + a_{12}z^{-2}}{1 - b_{11}z^{-1} - b_{12}z^{-2}}$$

$$H_2(z) = \frac{a_{20} + a_{21}z^{-1} + a_{22}z^{-2}}{1 - b_{21}z^{-1} - b_{22}z^{-2}}$$

$$H_3(z) = \frac{a_{30} + a_{31}z^{-1} + a_{32}z^{-2}}{1 - b_{31}z^{-1} - b_{32}z^{-2}}$$

其中, a_{ij} 表示第 i 个 2 阶 IIR 滤波器分子的第 j 个可调系数, b_{ij} 表示第 i 个 2 阶滤波器分母的第 j 个可调系数。

[0057] 步骤 203: 将 IIR 滤波器的时域系数更新到 IIR 滤波器中。

[0058] 具体的说, 如果主动控制系统中包括一个 IIR 滤波器, 则将获取的这一个 IIR 滤波器的时域系数写入该 IIR 滤波器中, 如果主动控制系统中包括多个 IIR 滤波器, 则将获取的多个 IIR 滤波器的时域系数分别写入多个 IIR 滤波器中。IIR 滤波器位于次级通道上, 可参考图 1 中的次级通道上的 IIR 滤波器 104, IIR 滤波器 104 被写入滤波器系数后可以对通过次级通道的环境噪声信号进行滤波输出降噪信号。需要说明的是, 通常 IIR 滤波器具备初始时域系数, 第一次更新时, 可以认为是对 IIR 滤波器的初始时域系数进行更新。在具体实现中, IIR 滤波器 104 输出的降噪信号可以激励耳机中的扬声器发出降噪信号, 使得位于

目标降噪点处的人耳处麦克风可以采集到扬声器发出降噪信号 $y(n)$ 与期望信号 $d(n)$ 的叠加信号即 $e(n)$ ，由于本实施方式中的 IIR 滤波器的时域系数收敛于主通道的传递函数 $P(n)$ ，因此有利于使 IIR 滤波器输出与期望信号 $d(n)$ 频谱分布相同、幅值大小相同且相位相反的降噪信号 $y(n)$ ，从而使得人耳处麦克风采集到的误差信号 $e(n)$ 无限趋近于 0，不断根据采集到的误差信号 $e(n)$ 和环境噪声信号 $x(n)$ 在频域进行自适应滤波，有利于达到很好的降噪效果。

[0059] 本实施例相对于现有技术而言，根据环境噪声信号和误差信号进行频域自适应滤波，可以有效避免相关技术中在时域上每个采样点都更新滤波器系数，导致大量的数据交互、计算复杂度高的问题，有利于降低算法资源开销，并且在频域获取自适应滤波器的频域系数可以充分利用采集到的信号的所有信息，更有利于得到收敛于主通道的传递函数的 IIR 滤波器时域系数，从而使得环境噪声信号分别通过主通道和次级通道后在目标降噪点叠加后的信号更趋近于 0，有利于更准确的降噪。同时，本申请实施例中使用了相对自适应滤波器的阶数更低的低阶 IIR 滤波器，这样可以在实现自适应主动降噪的同时，有效的避免需要高阶自适应滤波器，降低硬件资源开销，有利于硬件实现。

[0060] 本申请第二实施例涉及一种主动降噪方法，本实施例是对第一实施方式的进一步改进，主要改进之处在于，根据环境噪声信号和误差信号进行频域自适应滤波，获取自适应滤波器的频域系数的过程中对误差频域信号进行了误差幅度控制，有利于避免当人耳处采集到的误差信号很大的时候，造成滤波器系数的发散，并能适应于不同的佩戴状态。

[0061] 本实施方式中，根据环境噪声信号和误差信号进行频域自适应滤波，获取自适应滤波器的频域系数即步骤 201 的实现方式，可以为根据环境噪声频域

信号对误差频域信号进行误差幅度控制, 根据误差幅度控制后的误差频域信号和环境噪声频域信号, 获取自适应滤波器的频域系数。具体的, 本实施例步骤201的实现方式可以如图4所示, 包括:

[0062] 步骤401: 对环境噪声信号和误差信号分别进行频域转换。

[0063] 步骤401与第一实施例中步骤301大致相同, 为避免重复此处不再赘述。

[0064] 步骤402: 根据环境噪声频域信号对误差频域信号进行归一化处理, 获取归一化处理后的误差频域信号。

[0065] 具体的说, 首先可以分别获取环境噪声频域信号的功率谱和误差频域信号的幅度谱, 其中, 环境噪声频域信号的功率谱可以通过以下公式计算得到:

$$P_i(k) = \gamma \cdot P_{i-1}(k) + (1 - \gamma) \cdot |U(k)|^2$$

其中, $P_i(k)$ 表示*i*时刻环境噪声频域信号的功率谱, γ 是一个取值范围为 $0 < \gamma < 1$ 的遗忘因子, 用来控制上式迭代过程中的有效记忆, $U(k)$ 为环境噪声频域信号。误差频域信号的幅度谱可以根据误差频域信号的表达式计算得到。然后, 可以将幅度谱和功率谱的比值作为归一化处理后的误差频域信号。具体可以通过以下公式得到归一化处理后的误差频域信号的幅度谱 $E1(k)$:

$$E1(k) = \frac{E(k)}{P(k)}$$

其中, $E(k)$ 为误差频域信号的幅度谱, $P(k)$ 为环境噪声频域信号的功率谱。

[0066] 步骤403: 根据归一化处理后的误差频域信号的幅值与预设阈值的比较结果, 获取误差限幅系数。

[0067] 具体的说, 可以通过以下公式计算误差限幅系数 $Ef(k)$:

$$Ef(k) = \frac{\tau(k)}{\max(|E1(k)|, \tau(k))}$$

其中,所述 $|E1(k)|$ 为归一化处理后的误差频域信号的幅值,所述 $\tau(k)$ 为预设阈值,所述 k 为所述误差频域信号的频点。从上述公式可以看出,如果 $|E1(k)| > \tau(k)$,说明归一化处理后的误差频域信号的幅值较大,则 $Ef(k) = \frac{\tau(k)}{|E1(k)|}$,利用该误差限幅系数对归一化处理后的误差频域信号的幅值进行限幅处理,避免当人耳处采集到的误差信号很大的时候,造成滤波器系数的发散。如果 $|E1(k)| < \tau(k)$,说明归一化处理后的误差频域信号的幅值较小,则 $Ef(k) = \frac{\tau(k)}{\tau(k)} = 1$,即无需进行限幅处理,人耳处采集到的误差信号较小。

[0068] 另外, $\tau(k)$ 可以预先设置有多个值,不同频率值范围对应不同的预设阈值。在一个例子中,预设阈值的取值方式为:

$$\tau(k) = \begin{cases} 10^{-5} & f > 2000\text{Hz} \\ 0.5 \cdot 10^{-3} & 1000\text{Hz} < f \leq 2000\text{Hz} \\ 0.7 \cdot 10^{-2} & f \leq 1000\text{Hz} \end{cases}$$

其中,所述 f 为误差频域信号的频率值,所述 k 为误差频域信号的频点。由于相同频率下基于不同形式的傅里叶变换将时域信号转换为频域信号,频谱点数会有所差异,因此采用频率值作为预设阈值取值的参考量,有利于适应不同形式的傅里叶变换。另外,不同频率值范围对应不同的预设阈值的具体设定方式,本领域技术人员可以基于人耳对不同频率的声音的敏感度而设定,此处仅为一个例子,不作任何限定。本申请实施例中提供的上述的预设阈值的取值方式,方便了根据不同的频率范围选取预设阈值。

[0069] 步骤 404: 根据误差限幅系数获取误差幅度控制后的误差频域信号。

[0070] 具体的说,误差幅度控制后的误差频域信号可以为误差限幅系数与步骤 401 中得到的误差频域信号的乘积,即误差幅度控制后的误差频域信号可以为:

$E(k) \cdot Ef(k)$ 。

[0071] 步骤 405: 根据环境噪声频域信号和误差幅度控制后的误差频域信号计算频域梯度。

[0072] 具体的说, 可以通过如下公式计算频域梯度:

$$\hat{\nabla}_{w(k)} J = \mu \cdot U(k)^* \cdot E(k) \cdot Ef(k)$$

其中, μ 为迭代步长, $U(k)^*$ 表示环境噪声频域信号的共轭信号, $E(k) \cdot Ef(k)$ 表示误差幅度控制后的误差频域信号。

[0073] 步骤 406: 将频域梯度转换为时域梯度。

[0074] 步骤 407: 对时域梯度进行补零。

[0075] 步骤 408: 对补零后的时域梯度进行频域转换。

[0076] 步骤 409: 根据频域转换后的时域梯度获取 FIR 滤波器的频域系数。

[0077] 步骤 406 至步骤 409 与第一实施方式中步骤 303 至步骤 306 大致相同, 为避免重复, 在此不再一一赘述。

[0078] 与现有技术相比, 本实施方式中对误差频域信号进行误差幅度控制, 可以避免在目标降噪点采集到的误差信号很大的时候, 造成滤波器的系数的发散。由于不同的佩戴状态可能引起在目标降噪点采集到的误差信号发生或大或小的变化, 本申请实施例中对误差频域信号进行误差幅度控制, 保证在不同的佩戴状态下均可以得到自适应收敛到主通道的传递函数的滤波器的时域系数, 更具鲁棒性, 更加适用于各种佩戴场景中, 保证较好的降噪能力。

[0079] 本申请第三实施例涉及一种主动降噪方法, 本申请第一、二实施例中均假设次级通道为理想通道, 即次级通道上所有硬件的传递函数为 1 或是其他固定不变的数值。本申请第三实施例中主要介绍次级通道不是理想通道的情况。

不是理想通道可以理解为次级通道上所有硬件的传递函数会发生变化，比如说次级通道上的模数转换器、IIR 滤波器等硬件的处理能力可能会随着温度等环境因素的变化，从而导致次级通道上所有硬件的传递函数会发生变化。

[0080] 本实施例中的主动降噪方法的框图可以如图 5 所示：与图 1 相比，主要区别是图 5 中多设计了一级次级通道自适应滤波模块 502，本实施方式中的主动降噪方法的流程图如图 6 所示，包括：

[0081] 步骤 601：自适应更新次级通道对应的自适应滤波器的系数，并将次级通道对应的自适应滤波器的系数更新到次级通道对应的自适应滤波器中。

[0082] 具体的说，可以通过次级通道自适应滤波模块 502 来自适应更新次级通道对应的自适应滤波器的系数。需要说明的是，本实施例中只是从软件层面得到次级通道对应的自适应滤波器的系数，次级通道上并不一定存在自适应滤波器这一硬件设备，次级通道对应的自适应滤波器可以为图 5 中位于次级通道上的 $\hat{S}(z)$ 505。 $\hat{S}(z)$ 505 可以通过软件实现，即通过软件对 $x(n)$ 进行系数处理，将 $x(n)$ 与滤波器系数 $\hat{S}(z)$ 相乘后输入主通道自适应滤波模块 505 中的频域自适应滤波模块 102 中。

[0083] 本实施方式中，更新次级通道对应的自适应滤波器系数的方式可以为：在次级通道上引入预设的白噪声信号，并根据白噪声信号和调整后的误差信号进行频域自适应滤波，获取次级通道对应的自适应滤波器的系数；其中，调整后的误差信号为白噪声信号经预设滤波器处理后的信号与误差信号叠加后的信号；预设滤波器的系数与次级通道对应的自适应滤波器的系数相同，预设滤波器可以为图 5 中的 $\hat{S}(z)$ 506， $\hat{S}(z)$ 506 也可以理解为次级通道上所有硬件的预估传递函数。

[0084] 其中，白噪声信号可以由图 5 中的白噪声模块 503 发出，图 5 中频域自适应滤波模块 507 根据白噪声信号和调整后的误差信号进行频域自适应滤波，获取次级通道对应的自适应滤波器的系数，然后将获取的次级通道对应的自适应滤波器的系数写入图 5 中的 $\hat{S}(z)$ 505 和 $\hat{S}(z)$ 506 中。可以认为在当前时刻频域自适应滤波模块 507 在进行频域自适应滤波时， $\hat{S}(z)$ 505 和 $\hat{S}(z)$ 506 中写入的系数为上一时刻频域自适应滤波模块 507 计算得到的系数。其中， $\hat{S}(z)$ 506 用来抵消引入白噪声信号后白噪声信号与 $S(z)$ 504 的乘积对误差信号的影响， $S(z)$ 504 为次级通道上所有硬件的传递函数。可以理解的是，如果次级通道上所有硬件的预估传递函数 $\hat{S}(z)$ 506 越收敛于次级通道上所有硬件的传递函数 $S(z)$ 504，抵消的效果越好，理想情况下，调整后的误差信号中白噪声信号与 $S(z)$ 504 的乘积完全被白噪声信号与 $\hat{S}(z)$ 506 的乘积抵消掉，即调整后的误差信号中不存在白噪声信号的影响。

[0085] 可以理解的是，本实施方式中根据白噪声信号和调整后的误差信号进行频域自适应滤波，获取次级通道对应的自适应滤波器的系数的具体方式与第一或第二实施方式中，根据环境噪声信号和误差信号进行频域自适应滤波，获取主通道对应的自适应滤波器的频域系数的具体方式大致相同，为避免重复在此不再一一赘述。

[0086] 另外，在具体实现中还可以在时域基于 FXLMS (Filtered-X Least Mean Square, 滤波型最小均方根) 算法来实现更新次级通道对应的自适应滤波器的系数。

[0087] 在一个例子中，自适应更新次级通道对应的自适应滤波器的系数，可以具体为：自适应更新次级通道对应的自适应滤波器的频域系数。也就是说，在

频域进行次级通道对应的自适应滤波器的频域系数的自适应更新，可以有效避免相关技术中在时域上每个采样点都更新，导致大量的数据交互、计算复杂度高的问题，有利于降低算法资源开销。

[0088] 步骤 602: 根据经次级通道对应的滤波器处理的环境噪声信号和调整后的误差信号进行频域自适应滤波, 获取主通道对应的自适应滤波器的频域系数。

[0089] 步骤 603: 将主通道对应的自适应滤波器的频域系数转换为 IIR 滤波器的时域系数。

[0090] 步骤 604: 将 IIR 滤波器的时域系数更新到 IIR 滤波器中。

[0091] 步骤 602 至步骤 604 与第一实施方式中步骤 201 至步骤 203 大致相同，为避免重复此处不再一一赘述。

[0092] 与现有技术相比，本申请实施例，可以使得当次级通道上所有硬件的传递函数会发生变化时，也能获取到收敛于次级通道的传递函数的 FIR 滤波器的频域系数，从而得到收敛于次级通道的传递函数的 IIR 滤波器的时域系数，以更精确的实现主动降噪。

[0093] 上面各种方法的步骤划分，只是为了描述清楚，实现时可以合并为一个步骤或者对某些步骤进行拆分，分解为多个步骤，只要包括相同的逻辑关系，都在本专利的保护范围内；对算法中或者流程中添加无关紧要的修改或者引入无关紧要的设计，但不改变其算法和流程的核心设计都在该专利的保护范围内。

[0094] 本申请第四实施例涉及一种主动降噪装置，如图 7 所示，包括：频域自适应滤波模块 701，用于根据环境噪声信号和在目标降噪点采集到的误差信号进行频域自适应滤波，获取主通道对应的自适应滤波器的频域系数；其中，所述误差信号为所述环境噪声信号分别通过主通道和次级通道后在目标降噪点叠

加后的信号；IIR 滤波器设计模块 702 与所述频域自适应滤波模块 703 连接，用于将所述主通道对应的自适应滤波器的频域系数转换为无限脉冲响应 IIR 滤波器的时域系数，并将所述 IIR 滤波器的时域系数更新到所述 IIR 滤波器中；其中，所述 IIR 滤波器的阶数小于所述自适应滤波器的阶数；所述 IIR 滤波器 703 与所述 IIR 滤波器设计模块 702 连接且位于所述次级通道上，用于对通过所述次级通道的环境噪声信号进行滤波输出降噪信号。

[0095] 不难发现，本实施实施例为与第一至三实施例相对应的装置实施例，本实施例可与第一实施例互相配合实施。第一实施例中提到的相关技术细节在本实施例中依然有效，为了减少重复，这里不再赘述。相应地，本实施例中提到的相关技术细节也可应用在第一实施例中。

[0096] 值得一提的是，为了突出本发明的创新部分，本实施方式中并没有将与解决本发明所提出的技术问题关系不太密切的单元引入，但这并不表明本实施方式中不存在其它的单元。

[0097] 本申请第五实施例涉及一种主动降噪芯片，如图 8 所示，包括：至少一个处理器 801；以及，与所述至少一个处理器 801 通信连接的存储器 802；其中，所述存储器 802 存储有可被所述至少一个处理器 801 执行的指令，所述指令被所述至少一个处理器 801 执行，以使所述至少一个处理器 801 能够执行上述主动降噪方法。

[0098] 其中，存储器 802 和处理器 801 采用总线方式连接，总线可以包括任意数量的互联的总线和桥，总线将一个或多个处理器和存储器的各种电路连接在一起。总线还可以将诸如外围设备、稳压器和功率管理电路等之类的各种其他电路连接在一起，这些都是本领域所公知的，因此，本文不再对其进行进一步

描述。总线接口在总线和收发机之间提供接口。收发机可以是一个元件，也可以是多个元件，比如多个接收器和发送器，提供用于在传输介质上与各种其他装置通信的单元。经处理器 801 处理的数据通过天线在无线介质上进行传输，进一步，天线还接收数据并将数据传送给处理器 801。

[0099] 处理器 801 负责管理总线和通常的处理，还可以提供各种功能，包括定时，外围接口，电压调节、电源管理以及其他控制功能。而存储器 802 可以被用于存储处理器 801 在执行操作时所使用的数据。

[00100] 本申请第六实施例涉及一种主动控制系统，如图 9 所示：包括如第五实施方式中所述的主动降噪芯片 901 和无限脉冲响应 IIR 滤波器 902；所述主动降噪芯片 901 用于获取所述 IIR 滤波器 902 的时域系数，并将所述 IIR 滤波器的时域系数更新到所述 IIR 滤波器 902 中；所述 IIR 滤波器 902 位于次级通道上，用于对通过所述次级通道的环境噪声信号进行滤波输出降噪信号。

[00101] 本发明第七实施方式涉及一种计算机可读存储介质，存储有计算机程序。计算机程序被处理器执行时实现上述方法实施例。

[00102] 即，本领域技术人员可以理解，实现上述实施例方法中的全部或部分步骤是可以通过程序来指令相关的硬件来完成，该程序存储在一个存储介质中，包括若干指令用以使得一个设备(可以是单片机，芯片等)或处理器(processor)执行本申请各个实施例所述方法的全部或部分步骤。而前述的存储介质包括：U 盘、移动硬盘、只读存储器 (ROM, Read-Only Memory)、随机存取存储器 (RAM, Random Access Memory)、磁碟或者光盘等各种可以存储程序代码的介质。

[00103] 本领域的普通技术人员可以理解，上述各实施例是实现本申请的具体

实施例，而在实际应用中，可以在形式上和细节上对其作各种改变，而不偏离本申请的精神和范围。

权利要求书

1、一种主动降噪方法，其特征在于，包括：

根据环境噪声信号和在目标降噪点采集到的误差信号进行频域自适应滤波，获取主通道对应的自适应滤波器的频域系数；其中，所述误差信号为所述环境噪声信号分别通过主通道和次级通道后在目标降噪点叠加后的信号；

将所述主通道对应的自适应滤波器的频域系数转换为无限脉冲响应 IIR 滤波器的时域系数；其中，所述 IIR 滤波器的阶数小于所述自适应滤波器的阶数；

将所述 IIR 滤波器的时域系数更新到所述 IIR 滤波器中；其中，所述 IIR 滤波器位于所述次级通道上，用于对通过所述次级通道的环境噪声信号进行滤波输出降噪信号。

2、如权利要求 1 所述的主动降噪方法，其特征在于，所述根据环境噪声信号和在目标降噪点采集到的误差信号进行频域自适应滤波，获取主通道对应的自适应滤波器的频域系数，包括：

将所述环境噪声信号转换为环境噪声频域信号，并将所述误差信号转换为误差频域信号；

根据所述环境噪声频域信号对所述误差频域信号进行误差幅度控制；

根据误差幅度控制后的误差频域信号和所述环境噪声频域信号，获取主通道对应的自适应滤波器的频域系数。

3、如权利要求 2 所述的主动降噪方法，其特征在于，所述根据所述环境噪声频域信号对所述误差频域信号进行误差幅度控制，包括：

根据所述环境噪声频域信号对所述误差频域信号进行归一化处理，获取归一化处理后的误差频域信号；

根据所述归一化处理后的误差频域信号的幅值与预设阈值的比较结果，获取误差限幅系数；

根据所述误差限幅系数获取误差幅度控制后的误差频域信号。

4、如权利要求3所述的主动降噪方法，其特征在于，所述根据所述环境噪声频域信号对所述误差频域信号进行归一化处理，获取归一化处理后的误差频域信号，包括：

分别获取所述环境噪声频域信号的功率谱和所述误差频域信号的幅度谱；

将所述幅度谱和所述功率谱的比值作为所述归一化处理后的误差频域信号的幅度谱。

5、如权利要求3或4所述的主动降噪方法，其特征在于，所述根据所述归一化处理后的误差频域信号的幅值与预设阈值的比较结果，获取误差限幅系数，包括：

通过以下公式计算所述误差限幅系数：

$$Ef(k) = \frac{\tau(k)}{\max(|E1(k)|, \tau(k))}$$

其中，所述 $Ef(k)$ 为所述误差限幅系数，所述 $|E1(k)|$ 为所述归一化处理后的误差频域信号的幅值，所述 $\tau(k)$ 为所述预设阈值，所述 k 为所述误差频域信号的频点。

6、如权利要求 5 所述的主动降噪方法，其特征在于，所述预设阈值设置多个值，不同频率值范围对应不同的预设阈值；其中，所述不同频率值范围为所述误差频域信号的频率值范围。

7、如权利要求 6 所述的主动降噪方法，其特征在于，所述预设阈值的取值方式为：

$$\tau(k) = \begin{cases} 10^{-5} & f > 2000\text{Hz} \\ 0.5 \cdot 10^{-3} & 1000\text{Hz} < f \leq 2000\text{Hz} \\ 0.7 \cdot 10^{-2} & f \leq 1000\text{Hz} \end{cases}$$

其中，所述 f 为所述误差频域信号的频率值。

8、如权利要求 1 所述的主动降噪方法，其特征在于，所述将所述主通道对应的自适应滤波器的频域系数转换为无限脉冲响应 IIR 滤波器的时域系数，包括：

将所述主通道对应的自适应滤波器的频域系数转换为所述主通道对应的自适应滤波器的时域系数；

根据 LMS 算法将所述主通道对应的自适应滤波器的时域系数转换为所述 IIR 滤波器的时域系数。

9、如权利要求 8 所述的主动降噪方法，其特征在于，所述根据 LMS 算法将所述主通道对应的自适应滤波器的时域系数转换为所述 IIR 滤波器的时域系数，包括：

将所述主通道对应的自适应滤波器的时域系数进行翻转；

生成随机数，并根据翻转后的所述时域系数和所述随机数获取期望信号；

根据 LMS 算法和所述期望信号得到所述 IIR 滤波器的时域系数。

10、如权利要求 8 所述的主动降噪方法，其特征在于，所述根据 LMS 算法将所述主通道对应的自适应滤波器的时域系数转换为所述 IIR 滤波器的时域系数，包括：

根据 LMS 算法将所述主通道对应的自适应滤波器的时域系数转换为 m 阶 IIR 滤波器的时域系数；

将所述 m 阶 IIR 滤波器的时域系数转换为多个 n 阶 IIR 滤波器的时域系数；其中，所述 m 大于所述 n，所述多个 n 阶 IIR 滤波器均对应有各自的时域系数；

所述将所述 IIR 滤波器的时域系数更新到所述 IIR 滤波器中，具体为：

将所述多个 n 阶 IIR 滤波器的时域系数更新到所述多个 n 阶 IIR 滤波器中。

11、如权利要求 1 所述的主动降噪方法，其特征在于，在所述根据环境噪声信号和在目标降噪点采集到的误差信号进行频域自适应滤波，获取主通道对应的自适应滤波器的频域系数之前，还包括：

自适应更新所述次级通道对应的自适应滤波器的系数；

将所述次级通道对应的自适应滤波器的系数更新到所述次级通道对应的自适应滤波器中；

所述根据环境噪声信号和在目标降噪点采集到的误差信号进行频域自适应滤波中的环境噪声信号为通过所述次级通道对应的自适应滤波器的环境噪声信号。

12、如权利要求 11 所述的主动降噪方法，其特征在于，所述自适应更新所述次级通道对应的自适应滤波器的系数，具体为：

自适应更新所述次级通道对应的自适应滤波器的频域系数。

13、如权利要求 11 所述的主动降噪方法，其特征在于，所述自适应更新所述次级通道对应的自适应滤波器的系数，包括：

在所述次级通道上引入预设的白噪声信号，并根据所述白噪声信号和调整后的所述误差信号进行频域自适应滤波，获取所述次级通道对应的自适应滤波器的系数；其中，所述调整后的所述误差信号为所述白噪声信号经预设滤波器处理后的信号与所述误差信号叠加后的信号；所述预设滤波器的系数与所述次级通道对应的自适应滤波器的系数相同；

所述根据环境噪声信号和在目标降噪点采集到的误差信号进行频域自适应滤波中的误差信号为所述调整后的所述误差信号。

14.一种主动降噪装置，其特征在于，包括：

频域自适应滤波模块，用于根据环境噪声信号和在目标降噪点采集到的误差信号进行频域自适应滤波，获取主通道对应的自适应滤波器的频域系数；其中，所述误差信号为所述环境噪声信号分别通过主通道和次级通道后在目标降噪点叠加后的信号；

IIR 滤波器设计模块与所述频域自适应滤波模块连接，用于将所述主通道对应的自适应滤波器的频域系数转换为无限脉冲响应 IIR 滤波器的时域系数，并将所述 IIR 滤波器的时域系数更新到所述 IIR 滤波器中；其中，所述 IIR 滤波器的阶数小于所述自适应滤波器的阶数；

所述 IIR 滤波器与所述 IIR 滤波器设计模块连接且位于所述次级通道上，用于对通过所述次级通道的环境噪声信号进行滤波输出降噪信号。

15. 一种主动降噪芯片，其特征在于，包括：

至少一个处理器；以及，

与所述至少一个处理器通信连接的存储器；其中，

所述存储器存储有可被所述至少一个处理器执行的指令，所述指令被所述至少一个处理器执行，以使所述至少一个处理器能够执行如权利要求 1 至 13 中任一所述的主动降噪方法。

16. 一种主动控制系统，其特征在于，包括如权利要求 15 所述的主动降噪芯片和无限脉冲响应 IIR 滤波器；

所述主动降噪芯片用于获取所述 IIR 滤波器的时域系数，并将所述 IIR 滤波器的时域系数更新到所述 IIR 滤波器中；

所述 IIR 滤波器位于次级通道上，用于对通过所述次级通道的环境噪声信号进行滤波输出降噪信号。

17. 一种计算机可读存储介质，存储有计算机程序，其特征在于，所述计算机程序被处理器执行时实现权利要求 1 至 13 中任一项所述的主动降噪方法。

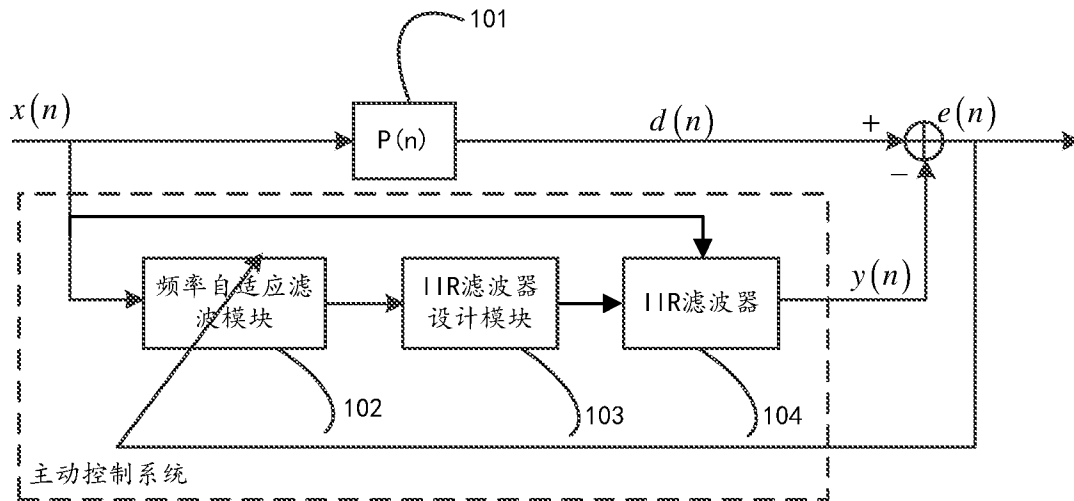


图 1

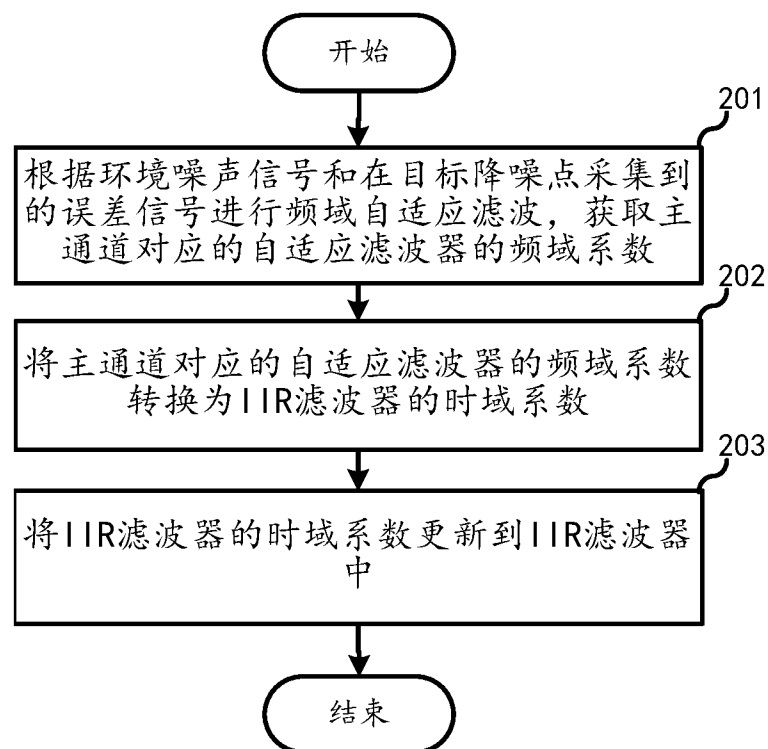


图 2

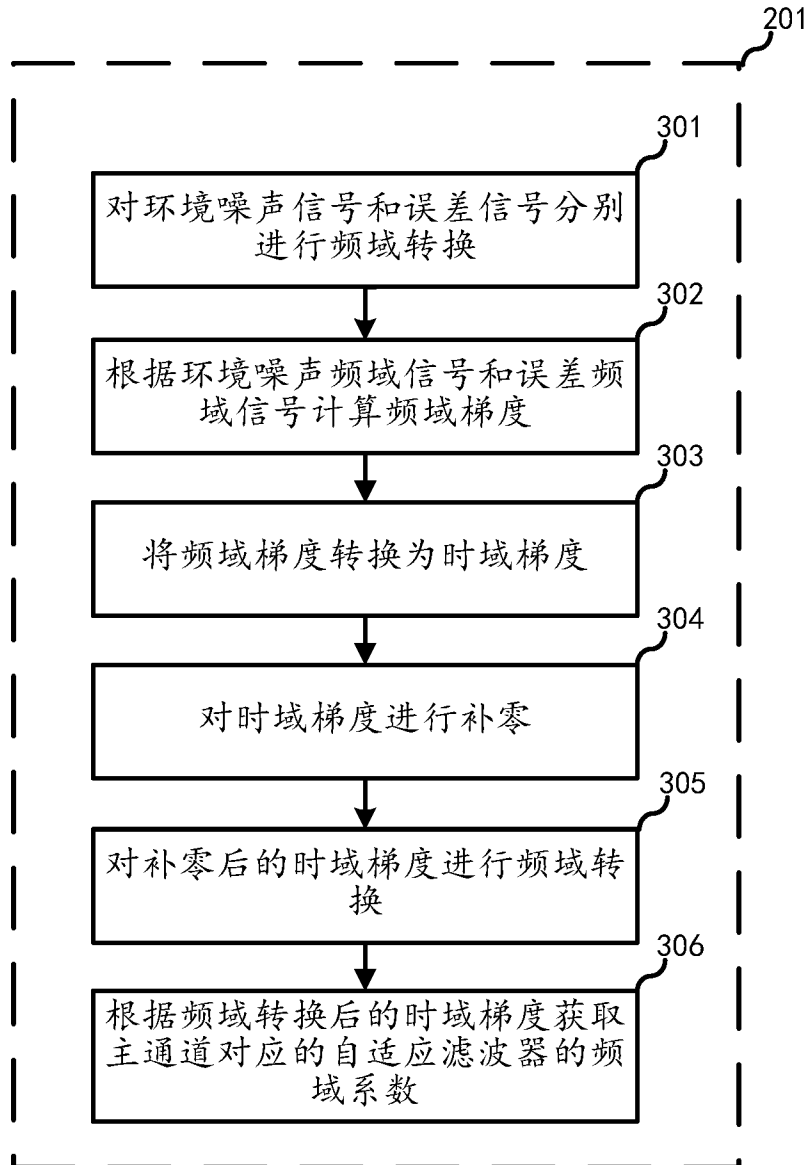


图 3

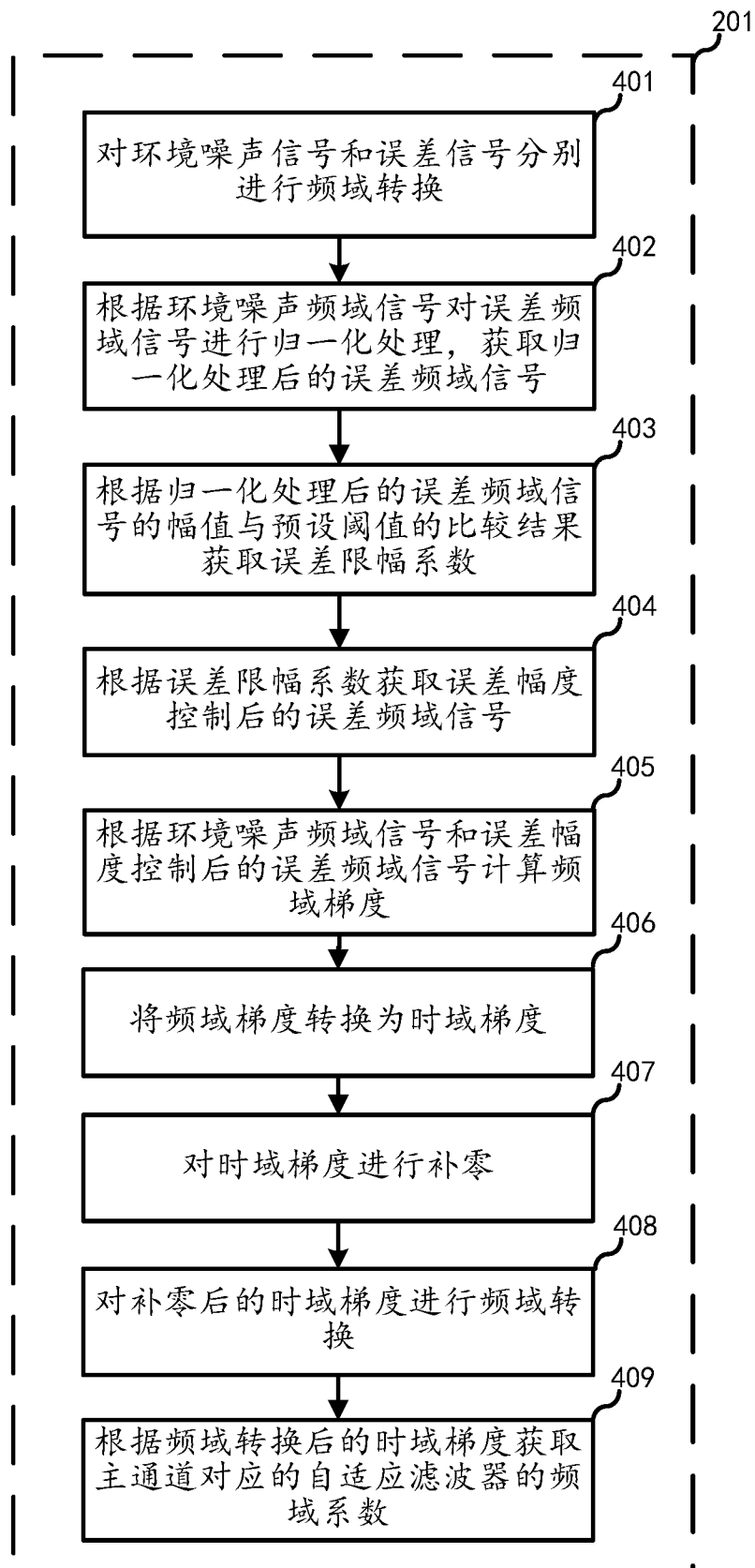


图 4

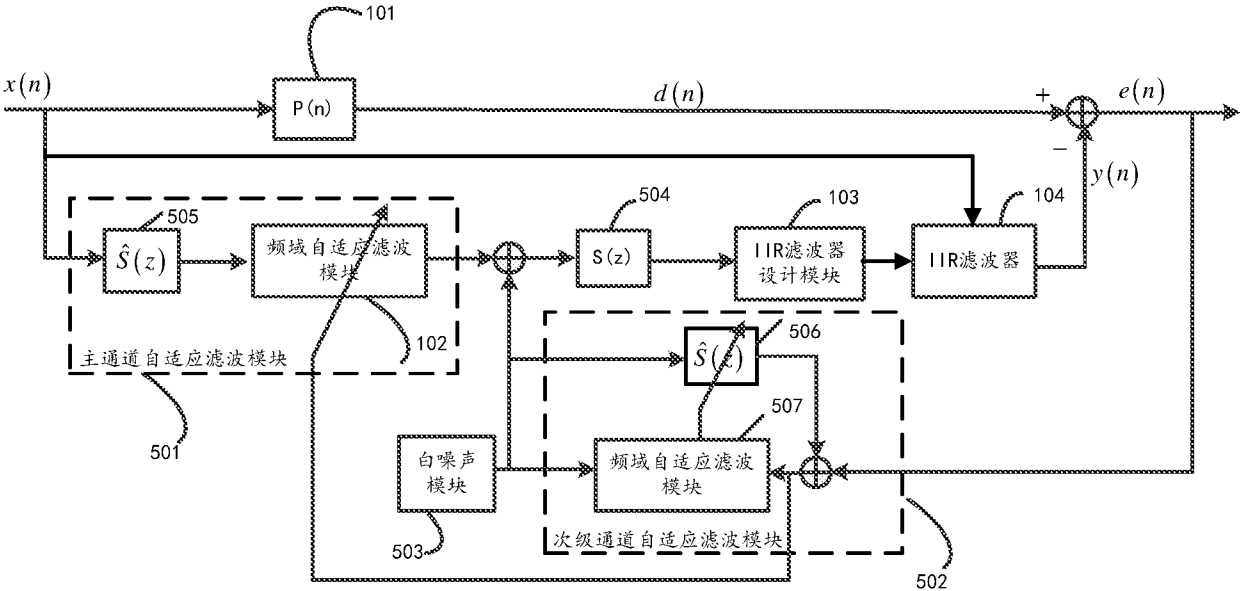


图 5

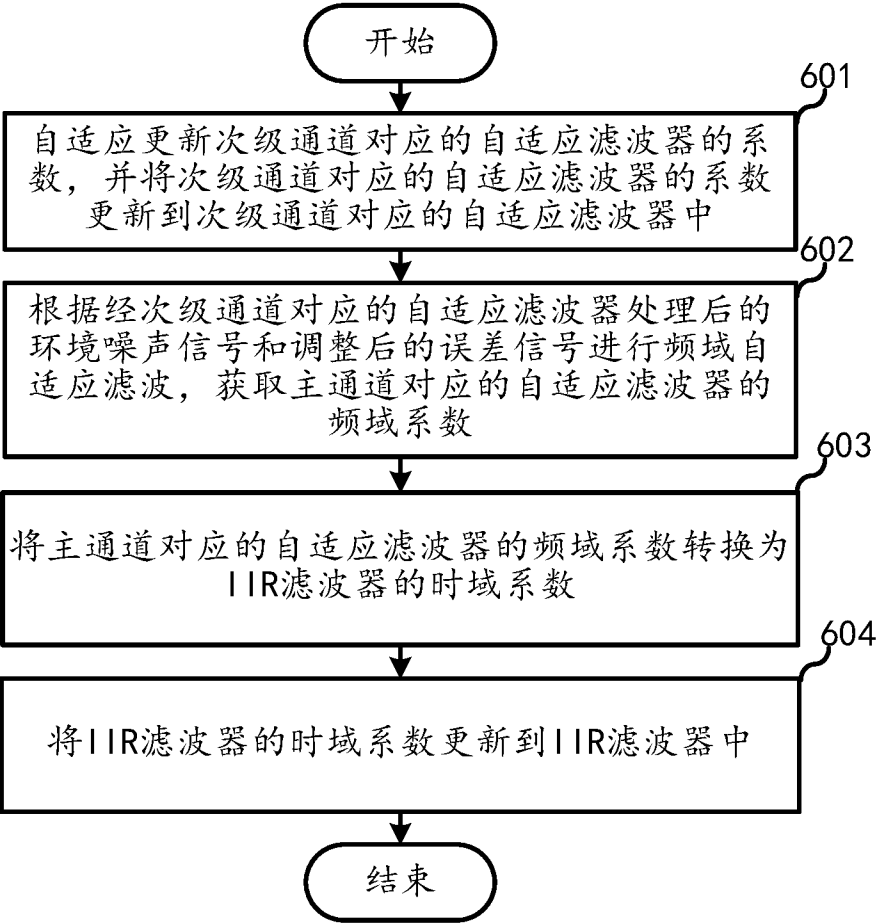


图 6

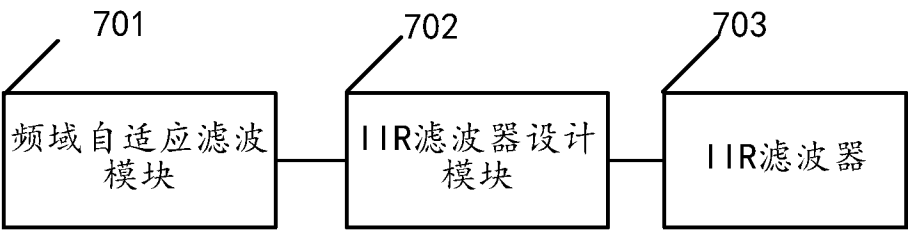


图 7

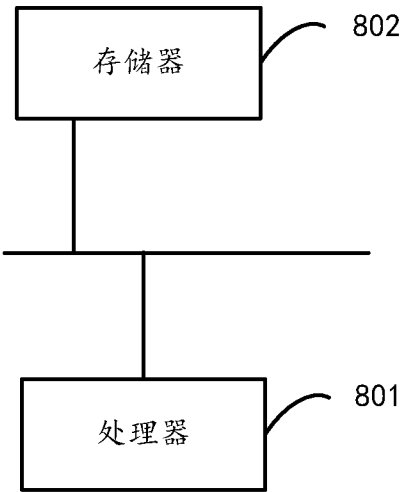


图 8

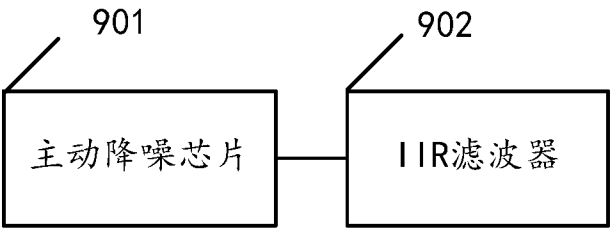


图 9

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/CN2019/090912

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER

H03H 21/00(2006.01)i; G10K 11/178(2006.01)i

According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC

B. FIELDS SEARCHED

Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols)

H03H; G10K

Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched

Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practicable, search terms used)

CNABS; CNTXT; CNKI; VEN; USTXT; EPTXT; WOTXT; JPTXT; IEEE: 降噪, 有限脉冲响应, 无限脉冲响应, 滤波, 频域, 时域, 更新, 系数, anc, active noise reduction, fir, Finite Impulse Response, iir, Infinite Impulse Response, filter, frequency domain, time domain, update, coefficients

C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	CN 105356861 A (GOERTEK INC.) 24 February 2016 (2016-02-24) claims 1-10, description, paragraphs [0028]-[0045], and figure 1	1-17
A	CN 107731217 A (BESTECHNIC (SHANGHAI) CO., LTD.) 23 February 2018 (2018-02-23) entire document	1-17
A	CN 107210718 A (TYMPHANY HK LIMITED) 26 September 2017 (2017-09-26) entire document	1-17
A	GB 2487125 A (CAMBRIDGE SILICON RADIO LTD.) 11 July 2012 (2012-07-11) entire document	1-17

☐ Further documents are listed in the continuation of Box C.☒ See patent family annex.

* Special categories of cited documents:

“A” document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance

“E” earlier application or patent but published on or after the international filing date

“L” document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified)

“O” document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means

“P” document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed

“T” later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention

“X” document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone

“Y” document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art

“&” document member of the same patent family

Date of the actual completion of the international search

03 March 2020

Date of mailing of the international search report

16 March 2020

Name and mailing address of the ISA/CN

China National Intellectual Property Administration (ISA/
CN)
No. 6, Xitucheng Road, Jimenqiao Haidian District, Beijing
100088
China

Facsimile No. (86-10)62019451

Authorized officer

Telephone No.

INTERNATIONAL SEARCH REPORT
Information on patent family members

International application No.

PCT/CN2019/090912

Patent document cited in search report			Publication date (day/month/year)	Patent family member(s)			Publication date (day/month/year)
CN	105356861	A	24 February 2016	CN	105356861	B	01 May 2018
CN	107731217	A	23 February 2018	None			
CN	107210718	A	26 September 2017	US	9948261	B2	17 April 2018
				US	2016149550	A1	26 May 2016
				WO	2016081814	A2	26 May 2016
				WO	2016081814	A3	14 July 2016
				EP	3221967	A4	26 September 2018
				EP	3221967	A2	27 September 2017
GB	2487125	A	11 July 2012	DE	102012200142	A1	05 July 2012
				GB	201200115	D0	15 February 2012
				US	2012170766	A1	05 July 2012
				US	8718291	B2	06 May 2014
				US	2014198925	A1	17 July 2014
				GB	2487125	B	22 February 2017

国际检索报告

国际申请号

PCT/CN2019/090912

A. 主题的分类

H03H 21/00(2006.01)i; G10K 11/178(2006.01)i

按照国际专利分类(IPC)或者同时按照国家分类和IPC两种分类

B. 检索领域

检索的最低限度文献(标明分类系统和分类号)

H03H; G10K

包含在检索领域中的除最低限度文献以外的检索文献

在国际检索时查阅的电子数据库(数据库的名称, 和使用的检索词(如使用))

CNABS;CNTXT;CNKI;VEN;USTXT;EPTXT;WOTXT;JPTXT;IEEE: 降噪, 有限脉冲响应, 无限脉冲响应, 滤波, 频域, 时域, 更新, 系数, anc, active noise reduction, fir, Finite Impulse Response, iir, Infinite Impulse Response, filter, frequency domain, time domain, update, coefficients

C. 相关文件

类 型*	引用文件, 必要时, 指明相关段落	相关的权利要求
A	CN 105356861 A (歌尔声学股份有限公司) 2016年 2月 24日 (2016 - 02 - 24) 权利要求1-10, 说明书第[0028]-[0045]段, 图1	1-17
A	CN 107731217 A (恒玄科技上海有限公司) 2018年 2月 23日 (2018 - 02 - 23) 全文	1-17
A	CN 107210718 A (迪芬尼香港有限公司) 2017年 9月 26日 (2017 - 09 - 26) 全文	1-17
A	GB 2487125 A (CAMBRIDGE SILICON RADIO LTD) 2012年 7月 11日 (2012 - 07 - 11) 全文	1-17

☐ 其余文件在C栏的续页中列出。☒ 见同族专利附件。

* 引用文件的具体类型:

“A” 认为不特别相关的表示了现有技术一般状态的文件

“E” 在国际申请日的当天或之后公布的在先申请或专利

“L” 可能对优先权要求构成怀疑的文件, 或为确定另一篇引用文件的公布日而引用的或者因其他特殊理由而引用的文件(如具体说明的)

“O” 涉及口头公开、使用、展览或其他方式公开的文件

“P” 公布日先于国际申请日但迟于所要求的优先权日的文件

“T” 在申请日或优先权日之后公布, 与申请不相抵触, 但为了理解发明之理论或原理的在后文件

“X” 特别相关的文件, 单独考虑该文件, 认定要求保护的发明不是新颖的或不具有创造性

“Y” 特别相关的文件, 当该文件与另一篇或者多篇该类文件结合并且这种结合对于本领域技术人员为显而易见时, 要求保护的发明不具有创造性

“&” 同族专利的文件

国际检索实际完成的日期

2020年 3月 3日

国际检索报告邮寄日期

2020年 3月 16日

ISA/CN的名称和邮寄地址

中国国家知识产权局(ISA/CN)

中国北京市海淀区蓟门桥西土城路6号 100088

传真号 (86-10)62019451

授权官员

马晓晓

电话号码 86-(20)-28950427

国际检索报告
关于同族专利的信息

国际申请号

PCT/CN2019/090912

检索报告引用的专利文件			公布日 (年/月/日)	同族专利			公布日 (年/月/日)
CN	105356861	A	2016年 2月 24日	CN	105356861	B	2018年 5月 1日
CN	107731217	A	2018年 2月 23日	无			
CN	107210718	A	2017年 9月 26日	US	9948261	B2	2018年 4月 17日
				US	2016149550	A1	2016年 5月 26日
				WO	2016081814	A2	2016年 5月 26日
				WO	2016081814	A3	2016年 7月 14日
				EP	3221967	A4	2018年 9月 26日
				EP	3221967	A2	2017年 9月 27日
GB	2487125	A	2012年 7月 11日	DE	102012200142	A1	2012年 7月 5日
				GB	201200115	D0	2012年 2月 15日
				US	2012170766	A1	2012年 7月 5日
				US	8718291	B2	2014年 5月 6日
				US	2014198925	A1	2014年 7月 17日
				GB	2487125	B	2017年 2月 22日