

1. 一种信号处理装置,包括:

第一抽取处理部分,其被配置用于基于第一形式的音频数字信号生成第二形式的音频数字信号,其中所述第一形式的音频数字信号经历了具有一个或多个比特的预定量化比特率的 $\Delta \Sigma$ 调制,所述第二形式的音频数字信号经历了脉冲编码调制以具有采样频率 $n \times f_s$,其中 n 是自然数, f_s 是预定参考采样频率;

第二抽取处理部分,其被配置用于基于所述第二形式的音频数字信号生成第三形式的音频数字信号,所述第三形式的音频数字信号经历了脉冲编码调制以具有采样频率 $m \times f_s$,其中 m 是小于 n 的自然数;

第一信号处理部分,其被配置用于基于所述第三形式的音频数字信号执行预定信号处理;

内插处理部分,其被配置用于将从所述第一信号处理部分输出的所述第三形式的音频数字信号转换成所述第二形式的音频数字信号;

第二信号处理部分,其被配置用于基于从所述第一抽取处理部分输出的所述第二形式的音频数字信号执行预定信号处理;以及

组合部分,其被配置用于将从所述内插处理部分输出的所述第二形式的音频数字信号和从所述第二信号处理部分输出的所述第二形式的音频数字信号相组合,并输出组合的音频数字信号,

其中由所述第一信号处理部分和所述第二信号处理部分执行的预定信号处理是用于提供用于消除预定消除目标声音的预定消除信号特性的信号处理。

2. 如权利要求 1 所述的信号处理装置,其中

在所述第一信号处理部分中设置了用于提供用于消除预定消除目标声音中的分量的信号特性的滤波器特性,所述分量处于低于预定级别的频率范围内,并且

在所述第二抽取处理部分和所述内插处理部分中的至少一个中设置了用于提供用于消除所述预定消除目标声音中的分量的信号特性的滤波器特性,所述分量处于高于所述预定级别的频率范围内。

3. 如权利要求 1 所述的信号处理装置,其中所述第一信号处理部分通过由数字信号处理器执行预定程序来执行所述处理。

4. 如权利要求 1 所述的信号处理装置,其中所述第二信号处理部分被实现为硬件。

5. 如权利要求 1 所述的信号处理装置,其中所述第二信号处理部分由线性相位有限冲激响应数字滤波器构成。

6. 如权利要求 1 所述的信号处理装置,其中所述第二信号处理部分由无限冲激响应数字滤波器构成。

7. 如权利要求 1 所述的信号处理装置,其中所述第一形式的音频数字信号是通过对根据前馈系统的噪声消除头戴式耳机设备中的麦克风拾取声音而获得的信号执行 $\Delta \Sigma$ 调制而获得的信号。

8. 如权利要求 1 所述的信号处理装置,其中所述第一形式的音频数字信号是通过对根据反馈系统的噪声消除头戴式耳机设备中的麦克风拾取声音而获得的信号执行 $\Delta \Sigma$ 调制而获得的信号。

9. 如权利要求 1 所述的信号处理装置,其中

所述第一抽取处理部分包括：

第一前馈抽取处理部分，其被配置用于接受通过对根据前馈系统的噪声消除头戴式耳机设备中的麦克风拾取声音而获得的信号执行 $\Delta \Sigma$ 调制而获得的信号，作为所述第一形式的音频数字信号，以及

第一反馈抽取处理部分，其被配置用于接受通过对根据反馈系统的噪声消除头戴式耳机设备中的麦克风拾取声音而获得的信号执行 $\Delta \Sigma$ 调制而获得的信号，作为所述第一形式的音频数字信号；

所述第二抽取处理部分包括：

第二前馈抽取处理部分，其被配置用于接受从所述第一前馈抽取处理部分输出的信号，以及

第二反馈抽取处理部分，其被配置用于接受从所述第一反馈抽取处理部分输出的信号；

所述第二信号处理部分包括：

前馈信号处理部分，其被配置用于接受从所述第一前馈抽取处理部分输出的信号，以及

反馈信号处理部分，其被配置用于接受从所述第一反馈抽取处理部分输出的信号；

所述第一信号处理部分接受来自所述第二前馈抽取处理部分的信号，对接受的信号赋予根据所述前馈系统的用于消除预定消除目标声音的预定消除信号特性，并且输出所产生的信号到所述内插处理部分，并且所述第一信号处理部分还接受从所述第二反馈抽取处理部分输出的信号，对接受的信号赋予根据所述反馈系统的用于消除预定消除目标声音的预定消除信号特性，并且输出所产生的信号到所述内插处理部分；并且

所述组合部分至少组合从所述前馈信号处理部分输出的信号和从所述反馈信号处理部分输出的信号以及从所述内插处理部分输出的信号。

10. 如权利要求 1 所述的信号处理装置，其中所述信号处理装置被设置在单个芯片内。

11. 一种信号处理方法，包括：

第一抽取处理步骤，该步骤基于第一形式的音频数字信号生成第二形式的音频数字信号，其中所述第一形式的音频数字信号经历了具有一个或多个比特的预定量化比特率的 $\Delta \Sigma$ 调制，所述第二形式的音频数字信号经历了脉冲编码调制以具有采样频率 $n \times f_s$ ，其中 n 是自然数， f_s 是预定参考采样频率；

第二抽取处理步骤，该步骤基于所述第二形式的音频数字信号生成第三形式的音频数字信号，所述第三形式的音频数字信号经历了脉冲编码调制以具有采样频率 $m \times f_s$ ，其中 m 是小于 n 的自然数；

第一信号处理步骤，该步骤基于所述第三形式的音频数字信号执行预定信号处理；

内插处理步骤，该步骤将在所述第一信号处理步骤中输出的所述第三形式的音频数字信号转换成所述第二形式的音频数字信号；

第二信号处理步骤，该步骤基于在所述第一抽取处理步骤中输出的所述第二形式的音频数字信号执行预定信号处理；以及

组合步骤，该步骤将在所述内插处理步骤中输出的所述第二形式的音频数字信号和在所述第二信号处理步骤中输出的所述第二形式的音频数字信号相组合，并输出组合的音频

数字信号，

其中由所述第一信号处理步骤和所述第二信号处理步骤执行的预定信号处理是用于提供用于消除预定消除目标声音的预定消除信号特性的信号处理。

信号处理装置和信号处理方法

技术领域

[0001] 本发明涉及根据给定目的对音频信号执行信号处理的信号处理装置及其方法。

背景技术

[0002] 所谓的噪声消除系统已知被实现在头戴式耳机设备上,并被用于主动消除在经由该头戴式耳机设备再现内容声音(例如音调)时进入的外部噪声。这些噪声消除系统已被投入实际应用。大体上存在两种用于这样的噪声消除系统的系统:反馈系统和前馈系统。

[0003] 例如,日本专利早期公开 No. 平 3-214892 描述了一种根据反馈系统的噪声消除系统的结构,其中用户耳朵上佩戴的声管(sound tube)内的噪声被设置在声管内的耳机单元附近的麦克风单元所拾取,噪声的反相音频信号被生成,并且该音频信号经由耳机单元作为声音输出,从而减小外部噪声。

[0004] 同时,日本专利早期公开 No. 平 3-96199 描述了一种根据前馈系统的噪声消除系统的结构,其中,本质上,噪声由附接到头戴式耳机设备外部的麦克风所拾取,基于所需传输函数的特性被赋予噪声的音频信号,并且所产生的音频信号经由该头戴式耳机设备输出。

发明内容

[0005] 用于当前实际应用中的消费者头戴式耳机设备的噪声消除系统被实现在模拟电路中,无论它们根据反馈系统还是前馈系统。

[0006] 为了有效地实现噪声消除系统的噪声消除效果,由例如麦克风拾取的外部不希望听到的声音与从驱动器输出的用于消除该不希望听到的声音的声音之间的相位差应该被限制在一定范围内。换言之,在噪声消除系统中,输入外部不希望听到的声音和输出相应的消除用声音之间的时间应该被限制在一定范围内。就是说,响应速度应该足够快。

[0007] 但是,当噪声消除系统被实现在数字电路中时,需要在噪声消除系统的输入和输出提供 A/D 转换器和 D/A 转换器。当前广泛使用的 A/D 转换器和 D/A 转换器具有过长的处理时间,因此导致在噪声消除系统中引起过长延迟,并且难以利用其实现有效的噪声消除效果。在军事和工业领域中,例如,具有极高采样频率并导致轻微延迟的 A/D 转换器和 D/A 转换器被使用,但是这些 A/D 转换器和 D/A 转换器非常昂贵,并且不能将它们用于消费者设备。这正是当前的噪声消除系统为何被实现在模拟电路中而非数字电路中的原因。

[0008] 用数字电路替代模拟电路使得容易改变或切换特性或操作模式,而无需例如物理地改变组件中的常数或替换组件。另外,在诸如噪声消除系统之类的音频相关系统的情况下,用数字电路替代模拟电路具有很多优势,例如在声音质量方面可预期的进一步改善。

[0009] 如所指的,本发明的优势例如在于使得用于消费者头戴式耳机设备的噪声消除系统能够被实现在数字电路中,并且实现实际足够的噪声消除效果。

[0010] 根据本发明的一个实施例,提供了一种信号处理装置,包括:第一抽取处理部分,其被配置用于基于第一形式的数字信号生成第二形式的数字信号,其中所述第一形式的数

字信号经历具有一个或多个比特的预定量化比特率的 $\Delta \Sigma$ 调制,所述第二形式的数字信号经历脉冲编码调制以具有采样频率 $n \times f_s$,其中 n 是自然数, f_s 是预定参考采样频率;第二抽取处理部分,其被配置用于基于所述第二形式的数字信号生成第三形式的数字信号,所述第三形式的数字信号经历脉冲编码调制以具有采样频率 $m \times f_s$,其中 m 是小于 n 的自然数;第一信号处理部分,其被配置用于基于所述第三形式的数字信号执行预定信号处理;内插处理部分,其被配置用于将从所述第一信号处理部分输出的所述第三形式的数字信号转换成所述第二形式的数字信号;第二信号处理部分,其被配置用于基于从所述第一抽取处理部分输出的所述第二形式的数字信号执行预定信号处理;以及组合部分,其被配置用于将从所述内插处理部分输出的所述第二形式的数字信号和从所述第二信号处理部分输出的所述第二形式的数字信号相组合,并输出组合的数字信号。

[0011] 根据本发明的另一实施例,提供了一种信号处理方法,包括:第一抽取处理步骤,该步骤基于第一形式的数字信号生成第二形式的数字信号,其中所述第一形式的数字信号经历具有一个或多个比特的预定量化比特率的 $\Delta \Sigma$ 调制,所述第二形式的数字信号经历脉冲编码调制以具有采样频率 $n \times f_s$,其中 n 是自然数, f_s 是预定参考采样频率;第二抽取处理步骤,该步骤基于所述第二形式的数字信号生成第三形式的数字信号,所述第三形式的数字信号经历脉冲编码调制以具有采样频率 $m \times f_s$,其中 m 是小于 n 的自然数;第一信号处理步骤,该步骤基于所述第三形式的数字信号执行预定信号处理;内插处理步骤,该步骤将在所述第一信号处理步骤中输出的所述第三形式的数字信号转换成所述第二形式的数字信号;第二信号处理步骤,该步骤基于在所述第一抽取处理步骤中输出的所述第二形式的数字信号执行预定信号处理;以及组合步骤,该步骤将在所述内插处理步骤中输出的所述第二形式的数字信号和在所述第二信号处理步骤中输出的所述第二形式的数字信号相组合,并输出组合的数字信号。

附图说明

[0012] 图 1A 和 1B 示出用于根据反馈系统的头戴式耳机设备的噪声消除系统的模型示例;

[0013] 图 2 是示出关于图 1A 和 1B 所示噪声消除系统的特性的波特图;

[0014] 图 3A 和 3B 示出用于根据前馈系统的头戴式耳机设备的噪声消除系统的模型示例;

[0015] 图 4 是示出用于头戴式耳机设备的数字噪声消除系统的结构的基本示例的框图;

[0016] 图 5A 到 5D 是与单路径结构相对照地示出根据本发明一个实施例的噪声消除系统所采用的双路径结构的示意图;

[0017] 图 6 是示出根据本发明第一实施例的噪声消除系统的示例性结构的框图;

[0018] 图 7 示出根据本发明一个实施例的第一功能模式,并且示出如何针对第一噪声消除信号处理系统中的噪声消除信号处理部分和第二噪声消除信号处理系统中的噪声消除信号处理部分来设置频率范围的示例;

[0019] 图 8 示出根据本发明一个实施例的第二功能模式,并且示出如何针对第一噪声消除信号处理系统中的噪声消除信号处理部分和第二噪声消除信号处理系统中的噪声消除信号处理部分来设置频率范围的示例;

[0020] 图 9 到 15 示出当第二噪声消除信号处理系统中的噪声消除信号处理部分由 IIR 滤波器构成时, IIR 滤波器如何彼此连接的示例;

[0021] 图 16 示出当 IIR 滤波器以图 9 所示方式彼此连接时, 如何在每个 IIR 滤波器中设置特性的示例;

[0022] 图 17 是示出根据本发明第二实施例的噪声消除系统的示例性结构的框图;

[0023] 图 18 是示出根据本发明第三实施例的噪声消除系统的示例性结构的框图;

[0024] 图 19 是示出根据本发明第四实施例的噪声消除系统的示例性结构的框图;

[0025] 图 20 是示出根据本发明第五实施例的噪声消除系统的示例性结构的框图;

[0026] 图 21A 和 21B 是示出关于图 4 所示具有单路径结构的噪声消除系统和图 6 所示具有双路径结构的噪声消除系统的特性的波特图; 以及

[0027] 图 22 是示出构成多路径结构的基础的信号处理系统的模型示例的框图。

具体实施方式

[0028] 在下文中, 将参考头戴式耳机设备中实现了噪声消除系统的示例性情况来描述本发明的优选实施例。

[0029] 在描述优选实施例的结构之前, 下面将描述用于头戴式耳机设备的噪声消除系统的基本概念。

[0030] 作为用于头戴式耳机设备的噪声消除系统的基本系统, 根据反馈系统和前馈系统来执行伺服控制的系统是已知的。首先, 下面将参考图 1A 和 1B 来描述反馈系统。

[0031] 图 1A 是根据反馈系统的噪声消除系统的模型示例的示意图。图 1A 仅仅示出佩戴有头戴式耳机的用户的右耳侧, 即双 (L (左) 和 R (右)) 立体声道中的 R 声道一侧。

[0032] 关于 R 声道一侧的头戴式耳机设备的结构, 在与佩戴有头戴式耳机设备的用户 500 的右耳相对应的外壳部分 201 内, 在与右耳相对应的位置上提供有驱动器 202。驱动器 202 等同于所谓的扬声器, 并在音频信号的放大输出的驱动下向空间中输出 (发射) 声音。

[0033] 另外, 对于反馈系统, 在外壳部分 201 内靠近用户 500 右耳的位置上提供有麦克风 203。这样提供的麦克风 203 拾取从驱动器 202 输出的声音以及来自外部噪声源 301 并进入到外壳部分 201 中, 从而到达右耳的声音, 即作为右耳听到的外部声音的壳内噪声 302。壳内噪声 302 例如是由通过耳垫等的缝隙作为声压侵入到外壳部分 201 中的来自噪声源 301 的声音所导致的, 或者是由头戴式耳机设备的外壳由于从噪声源 301 接收声压而产生振动, 从而声压被发送到外壳部分内部所导致的。

[0034] 然后, 从麦克风 203 的声音拾取所获得的音频信号中生成用于消除 (减弱或减小) 壳内噪声 302 的信号 (即消除用音频信号), 例如与外部声音的音频信号分量具有相反特性的信号, 并且该信号被反馈, 以便与驱动驱动器 202 所需的音频信号 (音频源) 相结合。结果, 在噪声消除点 400 处, 从驱动器 202 输出的声音与外部声音相结合以获得其中消除了外部声音的声音, 从而所产生的声音被用户的右耳收听, 其中噪声消除点 400 被设置在外壳部分 201 中的对应于右耳的位置上。以上结构也被设置在 L 声道 (左耳) 侧, 从而获得用于常用双 (L 和 R) 声道立体声头戴式耳机设备的噪声消除系统。

[0035] 图 1B 是根据前馈系统的噪声消除系统的基本模型结构示例的框图。在图 1B 中, 如图 1A, 仅仅示出对应于 R 声道 (右耳) 侧的组件。注意, 类似的系统结构也被设置在 L 声道

(左耳)侧。该图中示出的框体分别代表对应于根据前馈系统的噪声消除系统中的特定电路部分、电路系统等的单个特定传输函数。这些框体在这里将被称为“传输函数框”。每个传输函数框中所写字符代表该传输函数框的传输函数。穿过传输函数框之一的音频信号(或声音)被赋予该传输函数框中所写的传输函数。

[0036] 首先,由设置在外壳部分 201 中的麦克风 203 拾取的声音作为已经穿过对应于麦克风 203 和麦克风放大器的传输函数框 101(其传输函数为 M) 的音频信号被获得,其中所述麦克风放大器放大麦克风 203 获得的电信号并输出音频信号。已经穿过传输函数框 101 的音频信号通过对应于反馈(FB)滤波器电路的传输函数框 102(其传输函数为 $-\beta$) 被输入到组合器 103。FB 滤波器电路是其中设置了用于从麦克风 203 的声音拾取所获得的音频信号中生成前述消除用音频信号的特性的滤波器电路。FB 滤波器电路的传输函数被记作 $-\beta$ 。

[0037] 这里假设作为诸如音调之类内容的音频源的音频信号 S 被均衡器均衡,并且音频信号 S 通过对应于均衡器的传输函数框 107(其传输函数是 E) 被输入到组合器 103。

[0038] 组合器 103 将以上两种信号组合(添加)在一起。所产生的音频信号通过功率放大器被放大,并作为驱动信号输出到驱动器 202,从而使得音频信号作为声音经由驱动器 202 输出。就是说,从组合器 103 输出的音频信号穿过对应于功率放大器的传输函数框 104(其传输函数为 A),然后穿过对应于驱动器 202 的传输函数框 105(其传输函数为 D),从而声音被发射到空间中。驱动器 202 的传输函数 D 例如取决于驱动器 202 等的结构。

[0039] 从驱动器 202 输出的声音穿过对应于从驱动器 202 到噪声消除点 400 的空间路径(空间传输函数)的传输函数框 106(其传输函数为 H) 以到达噪声消除点 400,并在空间中的该点处与壳内噪声 302 相结合。结果,在从噪声消除点 400 行进到右耳的输出声音的声压 P 中,例如来自噪声源 301 的已经进入到外壳部分 201 中的声音被消除。

[0040] 在图 1B 所示噪声消除系统的模型示例中,输出声音的声压 P 由以下等式 1 给出,其使用传输函数框中所写的传输函数 M 、 $-\beta$ 、 E 、 A 、 D 和 H ,并假设壳内噪声 302 为 N ,音频源的声音信号为 S 。

[0041] [等式 1]

$$[0042] \quad P = \frac{1}{1 + ADHM\beta} N + \frac{AHD}{1 + ADHM\beta} ES$$

[0043] 从以上等式 1 显而易见,壳内噪声 302 被系数 $1/(1+ADHM\beta)$ 削弱。但是,注意,为了使得等式 1 所示系统稳定操作而不会在将减小噪声的频率范围中发生振荡,需要满足以下等式 2。

[0044] [等式 2]

$$[0045] \quad \left| \frac{1}{1 + ADHM\beta} \right| < 1$$

[0046] 一般而言,考虑到根据反馈系统的噪声消除系统中的传输函数的乘积的绝对值被表示为 $1 \ll |ADHM\beta|$ 这一事实以及经典控制理论中的奈奎斯特稳定性判断,等式 2 可以被解释如下。

[0047] 考虑用 $-ADHM\beta$ 表示并且通过在图 1B 所示噪声消除系统中的某一点上切开与壳内噪声 302N 相关的环路部分而获得的系统。该系统这里将被称为“开环路”。例如,该开环

路可以在以上环路部分在对应于麦克风和麦克风放大器的传输函数框 101 和对应于 FB 滤波器电路的传输函数框 102 之间的点上被切开时形成。

[0048] 该开环路具有例如图 2 的波特图所示特性。在该波特图中,横轴代表频率,纵轴的下半部分示出增益,上半部分示出相位。

[0049] 在该开环路的情况下,为了使得以上等式 2 基于奈奎斯特稳定性判断被满足,需要满足以下两个条件。

[0050] 条件 1 :当经过相位 0deg. (0 度) 点时,增益应该小于 0dB。

[0051] 条件 2 :当增益等于或大于 0dB 时,应该不经过相位 0deg. 点。

[0052] 当这两个条件 1 和 2 没有满足时,环路包含正反馈,从而导致发生振荡(嗥鸣, howling)。在图 2 中,对应于以上条件 1 的增益容限 Ga 和 Gb 以及对应于以上条件 2 的相位容限 Pa 和 Pb 被示出。如果这些容限很小,则取决于使用应用了噪声消除系统的头戴式耳机设备的各个用户之间的各种差别、如何佩戴该头戴式耳机设备的差异等等而增大发生振荡的概率。

[0053] 在图 2 中,例如,当经过相位 0deg. 点时,增益小于 0dB,从而产生增益容限 Ga 和 Gb。但是,例如,在当经过相位 0deg. 点时,增益等于或大于 0dB,从而导致不存在增益容限 Ga 或 Gb 的情况下,或者在当经过相位 0deg. 点时,增益小于 0dB 但是接近 0dB,从而导致较小的增益容限 Ga 或 Gb 很小的情况下,发生振荡,或者发生振荡的概率增大。

[0054] 类似地,在图 2 中,当增益等于或大于 0dB 时,没有经过相位 0deg. 点,从而产生相位容限 Pa 和 Pb。但是,例如,在当增益等于或大于 0dB 时经过相位 0deg. 点的情况下,或者在当增益等于或大于 0dB 时相位接近 0deg., 从而导致相位容限 Pa 或 Pb 很小的情况下,发生振荡,或者发生振荡的概率增大。

[0055] 接下来,针对图 1B 所示根据反馈系统的噪声消除系统的结构,必要声音通过头戴式耳机设备被再现和输出,同时外部声音(噪声)被消除(减小)的情况下将在下面被描述。

[0056] 这里,必要声音用音频源的音频信号 S 表示,音频信号 S 是诸如音调之类的内容。

[0057] 注意,音频信号 S 并不局限于音乐内容或其它类似内容的音频信号。在噪声消除系统被例如应用到助听器等的情况下,音频信号 S 将是通过设置在外壳外部的麦克风(不同于设置在噪声消除系统中的麦克风 203) 的声音拾取拾取必要周围声音所获得的音频信号。在噪声消除系统被应用到所谓的头戴耳机(handset) 的情况下,音频信号 S 将是例如经由诸如电话通信之类的通信接收的其他方的语音的音频信号。简言之,音频信号 S 可以取决于头戴式耳机设备的应用等等对应于任意需要再现和输出的声音。

[0058] 首先,关注等式 1 中的音频源的音频信号 S。假设对应于均衡器的传输函数 E 被设置为具有以下等式 3 表示的特性。

[0059] [等式 3]

[0060] $E = (1 + ADHM \beta)$

[0061] 当查看频率轴时,以上传输特性 E 几乎是上述开环路的反相特性(1+ 开环路特性)。将等式 3 给出的传输函数 E 代入等式 1 得到等式 4,其示出图 1B 所示噪声消除系统的模型中的输出声音的声压 P。

[0062] [等式 4]

$$[0063] \quad P = \frac{1}{1 + ADHM\beta} N + ADHS$$

[0064] 关于等式 4 中项 ADHS 中的传输函数 A、D 和 H, 传输函数 A 对应于功率放大器, 传输函数 D 对应于驱动器 202, 传输函数 H 对应于从驱动器 202 到噪声消除点 400 的路径的空间传输函数。因此, 如果外壳部分 201 中的麦克风 203 被设置在耳朵附近, 则关于音频信号 S, 可以获得与不具有噪声消除能力的常用头戴式耳机获得的特性等同的特性。

[0065] 接下来, 根据前馈系统的噪声消除系统下面被描述。

[0066] 图 3A 示出根据前馈系统的噪声消除系统的模型示例。如图 1A, 图 3A 仅示出 R 声道侧。

[0067] 在前馈系统中, 麦克风 203 被设置在外壳部分 201 外部, 以使得来自噪声源 301 的声音可以被拾取。外部声音 (即来自噪声源 301 的声音) 被麦克风 203 拾取以获得音频信号, 该音频信号经历适当的滤波过程以生成消除用音频信号。然后, 这个消除用音频信号与必要声音的音频信号相组合。即, 该消除用音频信号与必要声音的音频信号相组合, 所述消除用音频信号电气上仿真麦克风 203 的位置和驱动器 202 的位置之间的路径的声音特性。

[0068] 然后, 经由驱动器 202 来输出通过将消除用音频信号和必要声音的音频信号相组合而获得的音频信号, 从而使得在噪声消除点 400 处获得并收听到这样的声音, 该声音消除了来自噪声源 301 且已经进入外壳部分 201 的声音。

[0069] 图 3B 示出了根据前馈系统的噪声消除系统的基本模型结构示例。在图 3B 中, 仅示出了与一个声道 (R 声道) 相对应的组件。

[0070] 首先, 获得由设在外壳部分 201 的外部的麦克风 203 拾取的声音, 作为已经通过具有与麦克风 203 和麦克风放大器相对应的传输函数 M 的传输函数框 101 的音频信号。

[0071] 接下来, 已经通过以上传输函数框 101 的音频信号通过与前馈 (FF) 滤波器电路相对应的传输函数框 102 (其传输函数为 $-\alpha$) 而被输入到组合器 103。FF 滤波器电路是这样的滤波器电路, 该电路在其中设置了用于根据由麦克风 203 通过声音拾取而获得的音频信号来生成上述消除用音频信号的特性。FF 滤波器电路 102 的传输函数被表示为 $-\alpha$ 。

[0072] 音频源的音频信号 S 被直接输入到组合器 103。

[0073] 组合器 103 将以上两个音频信号相组合, 然后功率放大器对得到的音频信号进行放大, 并作为驱动信号将其输出到驱动器 202, 从而使得相应的声音被从驱动器 202 输出。即, 在这种情况下同样地, 从组合器 103 输出的音频信号通过与功率放大器相对应的传输函数框 104 (其传输函数为 A), 并进一步地通过与驱动器 202 相对应的传输函数框 105 (其传输函数为 D), 从而使得相应的声音被发射到空间中。

[0074] 然后, 从驱动器 202 输出的声音通过与从驱动器 202 到噪声消除点 400 之间的空间路径 (空间传输函数) 相对应的传输函数框 106 (其传输函数为 H) 而到达噪声消除点 400, 并在空间中的该点处与壳内噪声 302 相组合。

[0075] 如传输函数框 110 所示, 从噪声源 301 发出、进入到外壳部分 201 且到达噪声消除点 400 的声音被赋予与从噪声源 301 到噪声消除点 400 之间的路径相对应的传输函数 (空间传输函数 F)。同时, 外部声音, 即来自噪声源 301 的声音被麦克风 203 拾取。如传输函数框 111 所示, 在到达麦克风 203 之前, 从噪声源 301 发出的声音 (噪声) 被赋予与从噪声源 301 到麦克风 203 之间的路径相对应的传输函数 (空间传输函数 G)。在与传输函数块

102 相对应的 FF 滤波器电路中,考虑到以上的空间传输函数 F 和 G,同样也设置了传输函数 $-\alpha$ 。

[0076] 因此,在从噪声消除点 400 起行进到达右耳的输出声音的声压 P 中,例如消除了来自噪声源 301 且进入到壳体部分 201 的声音。

[0077] 在如图 3B 所示的根据前馈系统的噪声消除系统的模型示例中,在从噪声源 301 发出的噪声为 N 且音频源的音频信号为 S 的假设之下,输出声音的声压 P 通过以下等式 5 来使用写在传输函数框中的传输函数 M、 $-\alpha$ 、A、D、F、G 和 H 给出。

[0078] [等式 5]

[0079] $P = -GADHM \alpha N + FN + ADHS$

[0080] 理想地,从噪声源 301 到噪声消除点 400 之间的路径的传输函数 F 用以下等式 6 来给出。

[0081] [等式 6]

[0082] $F = GADHM \alpha$

[0083] 将等式 6 代入到等式 5,从而使得消除了等式 5 的右侧的第一和第二项。其结果是,输出声音的声压 P 用以下等式 7 来表示。

[0084] [等式 7]

[0085] $P = ADHS$

[0086] 这显示出,来自噪声源 301 的声音被消除,因此仅获得与音频源的音频信号相对应的声音。即,理论上,用户的右耳听到了噪声被消除了的声音。但是,事实上,很难构建这样的理想 FF 滤波器电路以使得给出完全满足等式 6 的传输函数。此外,在不同的个体之间,在耳朵形状和如何佩戴头戴式耳机设备方面的差异相对较大,并且已知的是,噪声出现的位置和麦克风的位置之间的关系的改变影响噪声减小效果,特别是对于中高频范围。因此,针对中高频范围经常会忽略主动噪声减小处理,而主要依据头戴式耳机设备的外壳结构等等来执行被动声音隔离。

[0087] 注意,等式 6 指的是通过包含传输函数 $-\alpha$ 的电子电路来模仿从噪声源 301 到耳朵之间的路径的传输函数。

[0088] 在如图 3A 所示的根据前馈系统的噪声消除系统中,麦克风 203 设在外壳的外部。因此,与图 1A 所示的根据反馈系统的噪声消除系统不同,可以根据用户耳朵的位置来将噪声消除点 400 任意地设置在外壳部分 201 的内部。但是,在通常情况下,传输函数 $-\alpha$ 是固定的,并且在设计阶段,传输函数 $-\alpha$ 是针对特定的目标特性来设计的。同时,耳朵大小等因人而异。因此,存在这样的可能性,即,不能获得足够的噪声消除效果,或者噪声分量不是被以相反相位来相加,从而导致诸如发生奇怪的声音之类的现象。

[0089] 如此,一般的理解是,在前馈系统的情况下,振荡发生的概率较小,使得具有高稳定性,但是却很难实现足够的噪声降低(消除)。另一方面,在反馈系统的情况下,很大的噪声降低是在预料中的,同时应当当心系统稳定性。因此,反馈系统和前馈系统具有不同的特征。

[0090] 当前用于消费者头戴式耳机设备的噪声消除系统具有模拟类型,其采用模拟电路。但是,利用其信号处理系统执行数字信号处理的数字噪声消除系统,容易提供各种功能,例如改变或切换噪声消除系统的特性或操作模式,并且实现声音质量的提高。因此,数

字噪声消除系统具有比模拟噪声消除系统更大的优点。

[0091] 图 4 示出使用当前已知的数字设备构造的头戴式耳机设备的噪声消除系统的示例性结构。

[0092] 注意,如图 4 所示的噪声消除系统是基于图 3 所示前馈系统来构造的。

[0093] 图 4 所示头戴式耳机设备(下文简称为“头戴式耳机”)假设支持双声道(L(左)和 R(右))立体声。图 4 所示系统结构对应于 L 声道和 R 声道之一。

[0094] 还要注意,为了提供简单并且便于理解的描述,图 4 仅仅示出用于消除外部声音(来自噪声源)的系统,而用于处理将被收听的音频源的信号的系統被省略。

[0095] 在图 4 中,首先,麦克风 2F 被用于拾取将被消除的针对头戴式耳机 1 的外部声音,包括周围声音(外部噪声)。在前馈系统的情况下,该麦克风 2F 通常被设置在对应用于头戴式耳机 1 的两个(L 和 R)声道的外壳(头戴式耳机单元)1c 和 1d 的外部。在图 4 中,设置在对应用于两个(L 和 R)声道之一的头戴式耳机单元 1c 上的麦克风 2F 被示出。

[0096] 由麦克风 2F 通过拾取外部声音获得的信号被放大器 3 放大,并作为模拟音频信号被输入到 A/D 转换器 50。

[0097] 在以下描述中假设被记作 f_s ($1f_s$) 的参考采样频率对应于将利用头戴式耳机 1 收听其声音的数字音频源的采样频率。数字音频源的特定示例包括压缩盘(CD),所述 CD 上记录了采样频率为 f_s ($f_s = 44.1\text{kHz}$) 并且量化比特率为 16 比特的数字音频信号。不用说,其他形式的数字音频源(例如采样频率为 48kHz 的数字音频源)也可以采用。

[0098] 在此情况下,A/D 转换器 50 例如被形成为单个部件或设备,并根据预定的采样频率和量化比特率将输入模拟信号转换成 PCM(脉冲编码调制)数字信号并输出该信号。出于这个目的,A/D 转换器 50 例如包括 $\Delta \Sigma$ (delta sigma) 调制器 4 和抽取滤波器(decimation filter)5,如图 4 所示。

[0099] $\Delta \Sigma$ 调制器 4 例如根据采样频率 $64f_s$ 将输入模拟音频信号转换成 1 比特数字信号。该数字信号被抽取滤波器 5 根据与数字音频源相对应的多个比特(这里 16 比特)的预定量化比特率转换成 PCM 数字信号,而采样频率被例如减小到 $1f_s$,并且该 PCM 数字信号从 A/D 转换器 50 输出。

[0100] 在被用作上述 A/D 转换器 50 的设备中,抽取滤波器 5 通常由线性相位 FIR(有限冲激响应)系统(即线性相位 FIR 滤波器)构成,该 FIR 系统具有线性相位特性。

[0101] 由于在该噪声消除系统中处理的数字信号是音频信号,因此理想地希望如实地再现声音,其中不应该发生波形失真。如果线性相位 FIR 滤波器向信号提供了线性相位特性,则不会发生波形失真。众所周知,利用 FIR 系统,可以容易地获得精确的线性相位特性。出于这个原因,被用作抽取滤波器 5 的数字滤波器由线性相位 FIR 滤波器构成。

[0102] 众所周知,线性相位 FIR 数字滤波器例如是通过在中央抽头(tap)处设置峰值系数,同时在其余抽头处设置对称系数来实现的。

[0103] 从 A/D 转换器 50 输出的数字信号被输入到 DSP 60。

[0104] 在此情况下,DSP 60 是至少用于执行用于生成将从头戴式耳机 1 的驱动器 1a 输出的声音的音频信号的必要数字信号处理的部件。DSP 60 可以通过编程具有必要的功能。从以下描述将会理解,将从头戴式耳机 1 的驱动器 1a 输出的音频信号由数字音频源的音频信号和用于消除麦克风 2F 拾取的外部声音的音频信号(即消除用音频信号)的组合构成

的。

[0105] 该 DSP 60 例如作为单个芯片或器件提供,并被配置用于执行适合于预定 PCM 信号形式(这里,假设采样频率为 $1f_s (= 44.1\text{kHz})$ 并且量化比特率为 16 比特)的数字信号处理。该 DSP 支持的 PCM 信号形式是基于以下假设设置的:该形式应该符合在该噪声消除系统中将与噪声消除用音频信号组合的数字音频源的信号的形式。

[0106] 在图 4 中,噪声消除信号处理部分 6 被示为在 DSP 60 中实现的信号处理功能块。噪声消除信号处理部分 6 由根据前述 PCM 信号形式接受和输出数据的数字滤波器构成。

[0107] 该噪声消除信号处理部分 6 对应于图 3 所示的 FF 滤波器电路。从 A/D 转换器 50 输出的数字信号(即对应于麦克风 2F 拾取的外部声音的数字音频信号)被输入到噪声消除信号处理部分 6。利用该输入信号,噪声消除信号处理部分 6 生成将从驱动器 1a 输出的声音的音频信号(即消除用音频信号),该音频信号用于消除将到达佩戴该头戴式耳机的用户的耳朵(对应于驱动器 1a)的外部声音。具有最简单形式的消除用音频信号例如是这样的音频信号,其在特性和相位方面与输入到噪声消除信号处理部分 6 的音频信号(即通过拾取外部声音获得的音频信号)具有相反关系。在实践中,考虑到噪声消除系统中的电路、空间等的传输特性,附加特性(对应于图 3 所示的传输特性 $-a$)被赋予消除用音频信号。

[0108] 从噪声消除信号处理部分 6 输出的(即在此情况下从 DSP 60 输出的)数字信号通过组合器 12 与具有前述 PCM 信号形式(采样频率为 $1f_s$, 量化比特率为 16 比特)的数字音频源的信号相组合,并且所产生的组合信号被输入到 D/A 转换器 70。

[0109] 该 D/A 转换器 70 例如也被形成为单个芯片部件。D/A 转换器 70 接受通过上述 A/D 转换器 50 的转换获得的 PCM 数字信号,并将该 PCM 数字信号转换成模拟信号。D/A 转换器 70 包括内插滤波器 7、噪声整形器 8、PWM 电路 9 和功率驱动电路 10,例如如图 4 所示。

[0110] 输入到 D/A 转换器 70 的数字信号首先被输入到内插滤波器 7。内插(过采样)滤波器 7 对输入数字信号进行转换,以便将采样频率提高到通过将输入数字信号的采样频率乘以由 2 的幂表示的系数而获得的采样频率,并输出所产生的信号。在此情况下,假设采样频率被提高到 $8f_s$ 。另外,作为上述转换的结果,量化比特率为 16 比特的输入数字信号的量化比特率被减小到量化比特率为小于 16 比特的多个比特。

[0111] 出于与抽取滤波器 5 由线性相位 FIR 滤波器构成相同的原因,内插滤波器 7 也由线性相位 FIR 滤波器构成。

[0112] 从内插滤波器 7 输出的数字信号在噪声整形器 8 中经历被称为噪声整形的过程。作为该噪声整形的结果,信号被转换成不同形式,以使得该信号将例如具有通过将输入信号的采样频率乘以由 2 的幂表示的系数而获得的采样频率(这里假设为 $16f_s$)以及低于输入信号的量化比特率的预定量化比特率。众所周知,噪声整形是作为 $\Delta \Sigma$ 调制的结果被实现的。因此,噪声整形器 8 可以由 $\Delta \Sigma$ 调制器构成。就是说,图 4 所示的数字噪声消除系统应用 $\Delta \Sigma$ 调制以及 A/D 转换和 D/A 转换。

[0113] 从噪声整形器 8 输出的信号在 PWM(脉宽调制)电路 9 中经历 PWM 调制,以转换成由比特序列构成的信号,该信号被输入到功率驱动电路 10。功率驱动电路 10 包括开关驱动电路和低通滤波器(LC 低通滤波器),所述开关驱动电路用于利用例如高压开关来放大由比特序列构成的信号,所述低通滤波器用于将来自其的放大输出转换成音频信号波形。因

此,功率驱动电路 10 产生放大输出,作为模拟音频信号。这里,该来自功率驱动电路 10 的输出被从 D/A 转换器 70 输出。

[0114] 该来自 D/A 转换器 70 的放大输出的预定不想要的频率分量例如通过滤波器 11 被消除,并且所产生的信号作为驱动信号通过用于 DC 阻挡 (DC blocking) 的电容器 C1 被提供到驱动器 1a。

[0115] 从以这种方式驱动的驱动器 1a 输出的声音由对应于数字音频源的声音分量和对应于噪声消除用音频信号的声音分量的组合构成。在该声音中,对应于噪声消除用音频信号的声音分量用于消除来自对应于驱动器 1a 的耳朵外部的的外部声音。结果,在佩戴了头戴式耳机的用户的耳朵 (对应于驱动器 1a) 听到的声音中,理想地,外部声音被消除,从而数字音频源的声音被相对强化。

[0116] 在图 4 所示结构中,一般 (例如消费者) 应用容易获得的 A/D 转换器、DSP、D/A 转换器等被使用。因此,当前,该结构在实际构造适合于诸如 CD 之类音频源的数字噪声消除系统时是一种自然选择。

[0117] 但是,已知利用以上结构实际上难以获得足够的噪声消除效果。这是因为充当 A/D 转换器 50 和 D/A 转换器 70 的实际设备具有相当长的信号处理时间 (传播时间),即相当长的输入 - 输出延迟。

[0118] 最初,这些设备被设计用于简单地处理诸如音调之类音频源的音频信号,因此由信号处理导致的延迟尚未产生问题。但是,当这些设备在噪声消除系统中被采用时,延迟太大而无法被忽略。

[0119] 就是说,关于利用这些设备构造的噪声消除系统的整体,由麦克风 2F 拾取外部声音和输出来自驱动器的声音之间的时间 (即响应速度) 包含极大延迟。由于该延迟,难以利用例如从驱动器输出的用于噪声消除的声音分量来消除外部声音。如果采样频率为 44.1kHz 并且延迟对应于 40 个样本的时间,则甚至 A/D 转换器 50 自身对于频率大于例如约 550Hz 的信号将带来大于 180° 的相位旋转。当延迟如此大时,不仅难以获得噪声消除效果,而且可能出现外部声音被加强的现象。

[0120] 如上所述,根据图 4 所示数字噪声消除系统的结构,仅仅在大约 550Hz 或更低的有限频率范围内获得足够的噪声消除效果。即使在例如 20Hz 到 20kHz 的标准范围被设置为可听范围的情况下,也仅仅在较低一侧的非常窄的频率范围内获得噪声消除效果。就是说,难以获得实际上足够的噪声消除效果。这就是当今实际应用中为什么大多数用于头戴式耳机设备的噪声消除系统都具有模拟形式的原因。

[0121] 但是,如前所述,数字噪声消除系统具有比模拟噪声消除系统更大的优势。如所指的,如下所述,用于头戴式耳机设备的数字噪声消除系统的结构被提出,作为本发明的一个实施例,所述数字噪声消除系统 (不管其数字形式) 不会遭受上述延迟问题并且可被投入实际应用。

[0122] 首先,参考图 5A 到 5D,下面将描述发明人如何设想根据本实施例的噪声消除系统。注意,在图 5A 到 5D 中,在图 4 中具有其对应部件的组件被分配以与图 4 中的相应部件相同的标号,并且其描述将被省略。

[0123] 图 5A 示出图 4 所示噪声消除系统的一部分,该部分对应于由抽取滤波器 5、噪声消除信号处理部分 6 (即 DSP 60) 和内插滤波器 7 构成的用于噪声消除用信号的系统。虽然

在图 4 中抽取滤波器 5 被示为 A/D 转换器 50 中的一个块,但是发明人设想由两个单独的串联连接的抽取滤波器 5A 和 5B 构成抽取滤波器 5,如图 5A 所示。

[0124] 如以上参考图 4 所述,抽取滤波器 5 将采样频率为 $64f_s$ 的信号转换成采样频率为 $1f_s$ 的信号,并输出所产生的信号。换言之,抽取滤波器 5 执行下采样 (downsampling),以使得输出信号的采样频率为输入信号的采样频率的 $1/64$ 。因此,在图 5A 所示结构中,执行 $1/64$ 下采样的抽取滤波器 5 由两个抽取滤波器 5A 和 5B 构成,它们分别执行 $1/8$ 下采样,并且抽取滤波器 5A 和抽取滤波器 5B 串联连接,以使得抽取滤波器 5B 跟在抽取滤波器 5A 之后。根据该结构,输入到抽取滤波器 5 的采样频率为 $64f_s$ 的信号首先通过抽取滤波器 5A 被转换成采样频率为 $8f_s$ 的信号,并且该信号被从抽取滤波器 5A 输出。然后,该采样频率为 $8f_s$ 的信号被输入到抽取滤波器 5B 并从而被转换成采样频率为 $1f_s$ 的 PCM 信号。以这种方式,串联连接的抽取滤波器 5A 和 5B (它们各自执行 $1/8$ 下采样) 组合实现 $1/64 (1/8 \times 1/8)$ 下采样。

[0125] 在通过抽取滤波器 5 (即抽取滤波器 5B) 之后,信号经历与图 4 所示结构相同的信号处理。就是说,从抽取滤波器 5 输出的采样频率为 $1f_s$ 的信号 (即 PCM 信号) 被输入到噪声消除信号处理部分 6。然后,作为适合于采样频率为 $1f_s$ 的 PCM 信号的信号处理,噪声消除信号处理部分 6 赋予输入信号预定特性,以生成消除用音频信号,并输出该消除用音频信号。从噪声消除信号处理部分 6 输出的消除用音频信号具有采样频率为 $1f_s$ 的 PCM 形式。内插滤波器 7 接受该消除用音频信号并在其上执行上采样 (upsampling) 以生成采样频率为 $8f_s$ 的信号,并输出所产生的信号。

[0126] 这里,注意由抽取滤波器 5B、噪声消除信号处理部分 6 和内插滤波器 7 (它们在图 5A 中用链状线围绕) 构成的系统。输入到该系统的信号和从该系统输出的信号的采样频率都为 $8f_s$ 。在下文中,该由链状线围绕的系统将被称为“ $8f_s$ 输入 / 输出信号处理系统”。

[0127] 当被视为单个黑盒子时,该 $8f_s$ 输入 / 输出信号处理系统可被视为执行如下数字信号处理的部件:接受采样频率为 $8f_s$ 的 PCM 信号,并且生成和输出具有相同采样频率 $8f_s$ 的具有 PCM 形式的噪声消除用音频信号 (噪声消除信号处理)。

[0128] 基于被视为具有以上功能的部件的 $8f_s$ 输入 / 输出信号处理系统,也可以考虑采用图 5B 所示结构。

[0129] 在图 5B 所示结构中, $8f_s$ 输入 / 输出信号处理系统仅包括噪声消除信号处理部分 6A。该噪声消除信号处理部分 6A 直接接受采样频率为 $8f_s$ 的信号,并且执行适合于采样频率为 $8f_s$ 的 PCM 信号形式的数字信号处理,以生成和输出采样频率为 $8f_s$ 的噪声消除用音频信号。

[0130] 与图 5A 所示结构相比较,在图 5B 所示结构中,在抽取滤波器 5 中用于执行 $1/8$ 下采样的抽取滤波器 5B 被省略,另外,用于执行八倍上采样的内插滤波器 7 被省略。

[0131] 如前所述,在图 4 所示结构中,A/D 转换器 50 和 D/A 转换器 70 导致极大延迟。关于针对这些延迟的因素,已知由抽取滤波器 5 导致的延迟在 A/D 转换器 50 中是主导性的,而由内插滤波器 7 导致的延迟在 D/A 转换器 70 中是主导性的。这一事实表明,与图 5A 所示 $8f_s$ 输入 / 输出信号处理系统 (即图 4 所示结构) 所导致的信号延迟相比,图 5B 所示结构的采用使得信号延迟大大减小,这是因为在图 5B 所示结构中,信号通过噪声消除信号处理部分 6A,而不通过抽取滤波器 5B 或内插滤波器 7。

[0132] 如以上描述得出的,在噪声消除信号处理系统中得到的信号延迟的减小使得可以在更高频率的方向上放大能够有效地执行噪声消除的声音频率范围。简言之,图 5B 所示结构的采用消除了图 4 所示噪声消除系统的问题。

[0133] 现在,考虑当根据图 5B 所示模型实际构造噪声消除系统时,噪声消除信号处理部分 6A 的结构。

[0134] 首先,如以上参考图 4 所述,图 5A 所示噪声消除信号处理部分 6 实际上是通过编程 DSP 实现的。FIR 滤波器一般被用作其中的数字滤波器。如所指的,当构造根据图 5B 的结构的噪声消除系统时的一种合理选择是将噪声消除信号处理部分 6A 形成为包括在 DSP 中的 FIR 数字滤波器。

[0135] 但是,由噪声消除信号处理部分 6A 处理的信号的采样频率非常高,即 $8f_s$,该采样频率是由图 5A 所示噪声消除信号处理部分 6 处理的信号的采样频率(即 $1f_s$)的八倍。因此,在时钟固定的情况下,在采样频率的一个周期期间利用噪声消除信号处理部分 6A 可以执行的操作数目(即处理步骤的数目)小于利用噪声消除信号处理部分 6 可以执行的操作数目。

[0136] 具体而言,假设时钟为 $1024f_s$,则在一个采样频率期间,由支持采样频率为 $8f_s$ 的噪声消除信号处理部分 6A 可以执行的操作数目为 $1024/8 = 128$ 。相对照,在一个采样频率期间,由支持采样频率为 $1f_s$ 的噪声消除信号处理部分 6 可以执行的操作数目为 $1024/1 = 1024$ 。这意味着如果噪声消除信号处理部分 6A 利用 DSP 来构造,噪声消除信号处理部分 6A 则无法具有像执行适合于采样频率 $1f_s$ 的数字信号处理的 DSP 一样高的处理能力。鉴于该事实,优选地,噪声消除信号处理部分 6A 被实现为硬件。

[0137] 此外,消除用音频信号具有非常复杂的特性。因此,当噪声消除信号处理部分 6A 由 FIR 滤波器构成时,非常大的滤波器阶数(即非常多的抽头)以及大量处理资源是必需的,以提供针对尽可能宽的声音频率范围执行噪声消除的信号处理能力。因此,发明人考虑当实际构造图 5B 所示模型时,将噪声消除信号处理部分 6A 形成为无限冲激响应(IIR)数字滤波器(即 IIR 滤波器),并且发现即使使用 IIR 滤波器,也可以提供具有所需并且足够特性的噪声消除用音频信号。换言之,发明人发现可以利用比 FIR 滤波器更小滤波器阶数以及更少资源来形成的 IIR 滤波器可以被成功采用,以提供具有等同信号特性的噪声消除用音频信号。

[0138] 以上述方式,得出如下结论:将在图 5B 所示结构中的噪声消除信号处理部分 6A 形成为以硬件实现的 IIR 滤波器是合理的。

[0139] 如上所述,对于图 5B 的结构,抽取滤波器 5B 和内插滤波器 7 被从噪声消除信号处理系统中省略,并因此由抽取滤波器 5B 和内插滤波器 7 导致的信号延迟被消除,从而可以实现有效的噪声消除的频率范围在更高频率的方向上被放大。就是说,不管信号处理以数字方式执行这一事实,可以实现实际上有效的噪声消除性能。

[0140] 但是,当实际上构造噪声消除系统时,除了足够的噪声消除性能之外,可能有必要满足某些其他条件,例如作为数字形式的优势的关于滤波器特性和设计的灵活性、成本减少以及大小和重量减小。

[0141] 在基于图 5B 的结构实际构造噪声消除系统的情况下,用于执行噪声消除信号处理的部件(即噪声消除信号处理部分 6A)例如被单独实现在专用硬件中。但是,在此情况

下,滤波器特性等的设置例如是固定的,并且倾向于限制滤波器特性根据开关操作、自适应控制等的设置改变以及限制滤波器设计的后续改变。顺便提及,根据程序执行数字信号处理的 DSP 在滤波器特性和设计等的改变的灵活性方面具有优势。

[0142] 此外,噪声消除信号处理本质上很复杂,因此,即使在被实现为硬件的 IIR 滤波器被用作噪声消除信号处理部分 6A 时,所需资源也不小。因此,取决于条件,被实现为硬件的噪声消除信号处理部分 6A 需要无法接受的高成本或无法接受的大电路规模或面积的情况可能发生。

[0143] 鉴于这一事实,如图 5B 所示,实际上构造仅使用硬件来执行作为噪声消除信号处理的数字信号处理的噪声消除系统是不太实际的。

[0144] 如所指的,发明人设想图 5C 所示结构,其中 $8f_s$ 输入 / 输出信号处理系统具有两个并行布置的系统,其中一个系统包括噪声消除信号处理部分 6A,而另一系统包括噪声消除信号处理部分 6。

[0145] 如前所述,当噪声消除系统中用于噪声消除的声音信号的延迟增大时,关于高频率的噪声消除效果变得更难以获得。相反地,这意味着即使在发生极大信号延迟时,关于低频率的噪声消除效果也是容易获得的。

[0146] 基于这一事实,在图 5C 的结构中,噪声消除信号处理部分 6 被配置为生成用于针对希望执行噪声消除的整个声音频率范围中的低频范围的噪声消除的噪声消除信号。相反,噪声消除信号处理部分 6A 被配置为生成用于针对希望执行噪声消除的整个声音频率范围中的高于上述低频范围的中频和高频范围的噪声消除的噪声消除信号。

[0147] 在以上结构中,负责希望执行噪声消除的整个声音频率范围中的中频和高频范围的噪声消除信号处理部分 6A 执行其噪声消除信号处理作为主要处理,而噪声消除信号处理部分 6 可以被视为以辅助方式对低频范围执行其噪声消除信号处理作为辅助处理的部件。

[0148] 在以上结构中,主要需求是构造由实现为硬件的 IIR 滤波器形成的噪声消除信号处理部分 6A,以便能够生成用于消除中频和低频范围中的噪声的噪声消除用音频信号。因此,与希望针对包括低频范围的整个声音频率范围执行噪声消除时相比,据此促进了所需资源量的减少。另外,作为硬件资源减少的结果,噪声消除信号处理部分 6A 的功耗也减小。这导致噪声消除系统的功耗减小,并且当噪声消除系统例如利用电池供电时,电池的寿命将延长。

[0149] 同时,如前所述,执行适合于采样频率 $1f_s$ 的数字信号处理的噪声消除信号处理部分 6 与适合于采样频率 $8f_s$ 的噪声消除信号处理部分 6A 相比,在操作数目方面具有高性能。因此,噪声消除信号处理部分 6 可以由 DSP 形成而不会有问题的。因此,例如,如果噪声消除信号处理部分 6 被形成为 DSP 的一个功能,则变得容易改变滤波器特性的设置。就是说,关于信号处理的灵活性得到改进。

[0150] 如前所述,首先,图 5C 的结构消除了由于噪声消除用音频信号的延迟而导致的噪声消除性能恶化的问题。另外,关于由硬件逻辑形成并且适合于采样频率 $8f_s$ 的噪声消除信号处理部分 6A,实现了资源的进一步减少,并且获得关于噪声消除信号处理的高灵活性。

[0151] 基于以上优势,发明人得出以下结论:图 5C 所示模型形式当前将是噪声消除系统的最优形式。就是说,根据本发明一个实施例的噪声消除系统被构造,以便包括基于图 5C

所示模型形式的用于噪声消除用音频信号的系统。

[0152] 在图 5C 的结构中,在噪声消除信号处理部分 6A 一侧的系统执行针对中频和高频范围的主要噪声消除信号处理,而在噪声消除信号处理部分 6 一侧的系统执行以辅助方式针对低频范围执行辅助噪声消除信号处理。

[0153] 如前所述,考虑到例如成本、基板表面面积等等,希望以硬件实现的噪声消除信号处理部分 6A 被形成为小规模电路,同时尽可能地减少资源。

[0154] 如所指的,发明人在假设需要尽可能地减小涉及噪声消除信号处理部分 6A 的资源的情况下作了一项研究,其优先考虑减小例如噪声消除系统的成本、大小和重量。结果,发明人设想出图 5D 所示结构,其具有与图 5C 的结构相同的模型形式,但是其中噪声消除信号处理部分 6 负责主要噪声消除信号处理,而噪声消除信号处理部分 6A 负责辅助噪声信号处理。

[0155] 在该结构中,首先,噪声消除信号处理部分 6 例如被配置为消除希望执行噪声消除的整个声音频率范围内的中频和低频范围中的噪声。就是说,噪声消除信号处理部分 6 没有被配置用于消除难以对其获得有效的噪声消除效果的某一级别之上的高声音频率范围中的噪声。同时,噪声消除信号处理部分 6A 例如被形成为用于对输入信号执行增益控制的增益控制电路,或者被配置用于基于若干样本的值计算移动平均值。这种由噪声消除信号处理部分 6A 执行的信号处理操作对应于补充针对高频范围的噪声消除信号处理(即针对高频范围的噪声消除用音频信号的生成),其中例如不包含噪声消除信号处理部分 6。

[0156] 在图 5D 所示结构中,噪声消除信号处理部分 6A 可以由例如只具有若干抽头的 FIR 滤波器构成。就是说,所需资源非常少,并且实际硬件结构可以按小规模以及低成本实现。

[0157] 如以上参考图 5C 和 5D 所述,在本实施例中,用于执行噪声消除信号处理的系统由两个系统构成,它们各自执行适合于不同采样频率的数字信号处理。因此,不管以数字方式执行信号处理这一事实,硬件资源和电路规模被减小到一定级别或更低,并且实现了关于噪声消除信号处理的设置灵活性。

[0158] 本实施例所基于的图 5A 和 5B 与图 5C 和 5D 之间的基本区别在于,图 5A 和 5B 所示结构仅具有一个适合于采样频率 $1f_s$ 或采样频率 $8f_s$ 并且执行数字信号处理以实现噪声消除信号处理(即噪声消除用音频信号的生成)的系统,而图 5C 和 5D 所示结构具有两个分别同时执行适合于采样频率 $1f_s$ 的数字信号处理和适合于采样频率 $8f_s$ 的数字信号处理以实现噪声消除信号处理的系统。换言之,在图 5A 和 5B 所示结构中,噪声消除信号处理是由适合于单个特定采样频率的数字信号处理来实现的,而在图 5C 和 5D 所示结构中,噪声消除信号处理是由两种由适合于不同采样频率的两个系统执行的数字信号处理来实现的。注意,图 4 所示结构等同于图 5A 的结构,因此落在前者类型结构的范畴内。而且,注意,在后者类型的结构中,从适合于两个采样频率中的较低采样频率(即 $1f_s$)的系统输出的信号经历上采样(内插),以便具有两个采样频率中的较高采样频率(即 $8f_s$),并且经由该上采样得到的信号与从适合于两个采样频率中的较高采样频率的系统输出的信号相组合,从而组合信号被输出。

[0159] 在下文中,关于噪声消除信号处理系统,基于以上结构差别,对应于图 5A 和 5B(以及图 4)的前者类型的结构将被称为“单路径”,而对应于图 5C 和 5D 的后者类型的结构将被称为“双路径”。

[0160] 下面将描述基于图 5C 和 5D 的模型结构的根据本发明实施例的噪声消除系统的结构的更具体示例。

[0161] 首先,图 6 是示出根据本发明第一实施例的噪声消除系统的示例性结构的框图。注意,在图 6 中,在图 4 中具有其对应部件的组件被分配其与图 4 中的对应部件相同的标号,并且参考图 4 已经提供并且同样应用于图 6 的描述将被省略。还要注意,如图 4 所示噪声消除系统那样,图 6 所示噪声消除系统也具有基于前馈系统的结构,并且对应于两个 (L 和 R) 立体声声道之一。

[0162] 在该以及随后的实施例中还假设参考采样频率 f_s 为 44.1kHz,其对应于诸如 CD 之类数字音频源的采样频率。

[0163] 首先,在根据该实施例的噪声消除系统中,对应于图 4 所示 A/D 转换器 50、DSP 60 和 D/A 转换器 70 的部件被包含在大规模集成 (LSI) 600 内,该 LSI 600 是作为单个集成电路部件的物理组件。

[0164] LSI 600 内部被大致分为两个信号处理部分,即模拟块 700 和数字块 800。

[0165] 模拟块 700 接受并输出模拟信号,并据此包括 $\Delta \Sigma$ 调制器 4 和功率驱动电路 10,其中 $\Delta \Sigma$ 调制器 4 作为 A/D 转换器 50 中的第一级,而功率驱动电路 10 作为 D/A 转换器 70 中的最后一级。在图 6 中,模拟块 700 还包括电源部分 22 和振荡器 21。电源部分 22 向 LSI 600 中的电路提供具有预定电压的直流功率。振荡器 21 使用例如从 LSI 600 的晶体振荡器提供的信号来输出用于 LSI 600 中的电路 (即模拟块 700 和数字块 800) 的时钟 (CLK)。本实施例中假设时钟频率为 $1024f_s$ 。

[0166] 作为用于提供对应于 A/D 转换器 50、DSP 60 和 D/A 转换器 70 的功能的部件,数字块 800 包括接受和输出数字信号的部件,例如除了 $\Delta \Sigma$ 调制器 4 和功率驱动电路 10 之外的部件。

[0167] 模拟块 700 和数字块 800 是通过不同工艺制造的芯片。就是说,在该实施例中的 LSI 600 是通过封装至少对应于模拟块 700 的芯片和对应于数字块 800 的芯片来构成的。

[0168] 由于当前模拟电路和数字电路有时被制造为单个芯片,因此将模拟块 700 和数字块 800 制造为单个芯片也是可能的。简言之,在本实施例中,考虑到例如制造效率或其他条件,模拟块 700 和数字块 800 可以被形成为单独的芯片或者被形成为单个芯片。

[0169] 下面将描述图 6 所示噪声消除系统中的功能块的配置。

[0170] 首先,由于该噪声消除系统是根据前馈系统的,因此麦克风 2F 被附接到头戴式耳机单元 1c 的外壳外部。通过该麦克风 2F 拾取声音而获得的信号被放大器 3 放大以被转换成模拟音频信号。该模拟音频信号被输入到 LSI 600。更具体而言,模拟音频信号首先被输入到模拟块 700 内的 $\Delta \Sigma$ 调制器 4,并在其中被转换为例如采样频率为 $64f_s$ 且量化比特率为 1 比特 (即具有 $[64f_s, 1 \text{ 比特}]$ 形式) 的数字信号。在此情况下,从 $\Delta \Sigma$ 调制器 4 输出的数字信号被输入到开关 SW1 的两个输入端子之一。

[0171] 为了提供可扩展性,根据本实施例的噪声消除系统被配置为也接受来自数字麦克风的输入。因此,LSI 600 能够接受来自数字麦克风的数字音频信号。

[0172] 数字麦克风例如是由至少麦克风和 $\Delta \Sigma$ 调制器构成的单元,所述 $\Delta \Sigma$ 调制器用于将该麦克风通过拾取声音获得的信号转换成由比特序列构成的数字音频信号。该从数字麦克风输出的信号被输入到开关 SW1 的另一输入端子。

[0173] 开关 SW1 有选择地将两个输入端子之一连接到输出端子,从而执行切换。输出端子被连接到数字块 800 中的抽取滤波器 5A 的输入。

[0174] 在任一情况下,由于该噪声消除系统是根据前馈系统的,因此从开关 SW1 输出的信号是基于在头戴式耳机外壳外部拾取的声音的数字音频信号。从开关 SW1 输出的数字音频信号被输入到抽取滤波器 5A。

[0175] 抽取滤波器 5A 与在后一级的抽取滤波器 5B 串联连接,并且这两个抽取滤波器 5A 和 5B 对应于图 4 中的抽取滤波器 5。抽取滤波器 5A 和 5B 中的每一个被配置为执行抽取,从而输出信号的采样频率是输入信号的采样频率的 $1/8$ 。因此,串联连接的抽取滤波器 5A 和 5B 组合形成抽取,以使得从抽取滤波器 5B 输出的信号的采样频率是输入到抽取滤波器 5A 的信号的采样频率的 $1/64$ ($1/8 \times 1/8$)。换言之,如同抽取滤波器 5,滤波器 5A 和 5B 的抽取相组合,以将采样频率为 $64f_s$ 的输入信号转换成采样频率为 $1f_s$ 的输出信号。

[0176] 虽然抽取滤波器 5A 具有固定的滤波器特性,但是抽取滤波器 5B 被配置为允许其滤波器特性可变,随后将对此进行描述。

[0177] 首先,抽取滤波器 5A 使得采样频率为 $64f_s$ 并且量化比特率为 1 比特的输入信号经历所谓的抽取过程,并输出所产生的信号,其中所述抽取过程根据与采样周期相对应的预定抽取样式选择性地消除数据,从而将输入信号转换成采样频率为 $8f_s$ 并且量化比特率为 24 比特的信号。就是说,关于涉及采样频率的处理,抽取滤波器 5A 执行 $1/8$ 抽取(下采样)。从抽取滤波器 5A 输出的信号被输入到抽取滤波器 5B 以及噪声消除信号处理部分 6A。

[0178] 噪声消除信号处理部分 6A 由数字滤波器构成,并且如下所述,生成采样频率为 $8f_s$ 并且量化比特率为 24 比特的噪声消除用音频信号,并将该噪声消除用音频信号输出到组合器 12。

[0179] 注意,在根据本实施例的噪声消除系统中,DSP 60 中的噪声消除信号处理部分 6 也生成如下所述的噪声消除用音频信号。

[0180] 如所指的,为了彼此区分这两种噪声消除用音频信号,由噪声消除信号处理部分 6 生成的噪声消除用音频信号在下文中被称为“第一噪声消除用音频信号”,而由噪声消除信号处理部分 6A 生成的噪声消除用音频信号在下文中被称为“第二噪声消除用音频信号”。

[0181] 如同上述抽取滤波器 5A,抽取滤波器 5B 执行 $1/8$ 下采样。就是说,抽取滤波器 5B 将采样频率为 $8f_s$ 并且量化比特率为 24 比特的输入信号转换成例如采样频率为 $1f_s$ 并且量化比特率为 16 比特的 PCM(脉冲编码调制)信号,并且输出所产生的 PCM 信号到 DSP 60。

[0182] DSP 60 被提供作为用于接受基于麦克风 2F 拾取的声音获得的数字音频信号和数字音频源的音频信号的单元,并使得这两种信号中的每一种经历所需信号处理。在该实施例中,DSP 60 被配置为能够执行适合于例如采样频率为 $1f_s$ 并且量化比特率为 16 比特的 PCM 信号的形式信号处理。

[0183] DSP 60 的执行该信号处理的能力是通过编程实现的。其程序作为指令数据被存储在例如闪存 16 中。DSP 60 在合适时从闪存 16 读取所需指令,并执行这些指令以适当地执行信号处理。

[0184] 在根据本实施例的 DSP 60 中,首先,噪声消除信号处理部分 6 使用从抽取滤波器 5B 输入的信号生成第一噪声消除用音频信号。噪声消除信号处理部分 6 由数字滤波器形成。

[0185] 声音分析处理部分 62 取得从抽取滤波器 5B 输入的信号,并对该信号执行预定声音分析过程。根据该分析的结果,声音分析处理部分 62 能够改变充当数字块 800 中的特定功能部件的数字滤波器的特性的设置。

[0186] 首先,声音分析处理部分 62 能够改变充当噪声消除信号处理部分 6 的数字滤波器的滤波器特性的设置,所述噪声消除信号处理部分 6 像声音分析处理部分 62 本身一样被包含在 DSP 60 中。

[0187] 声音分析处理部分 62 还能够改变充当噪声消除信号处理部分 6A 的数字滤波器的滤波器特性的设置。

[0188] 声音分析处理部分 62 还能够改变充当抽取滤波器 5B 的数字滤波器的滤波器特性的设置。

[0189] 声音分析处理部分 62 还能够改变充当内插滤波器 7 中的反镜像 (anti-imaging) 滤波器 7b 的数字滤波器的滤波器特性的设置。

[0190] 在准备改变以上数字滤波器的滤波器特性的过程中,滤波器特性表被预先存储在闪存 16 中。对应于以上分析的结果的滤波器特性被从该滤波器特性表中读取。然后,对应于读取的滤波器特性的参数(例如抽头数目和系数)被设置以形成数字滤波器,以便具有所需特性。

[0191] 此外,用于保存滤波器特性表的空间例如位于 RAM 15 中。声音分析处理部分 62 能够通过基于分析结果等执行操作等来生成新的滤波器特性并将生成的滤波器特性存储在 RAM 15 中的滤波器特性表中。当声音分析处理部分 62 能够自适应地根据分析结果生成滤波器特性时,关于在数字滤波器中设置的特性的灵活性和适应性被进一步提高,并且更好的噪声消除效果将获得。

[0192] 此外,均衡器 61 可被用于对输入到如下所述的均衡器 61 的数字音频源的信号执行音频相关的控制、校正等等(例如音调控制)并输出所产生的信号。

[0193] 从 DSP 60 中的噪声消除信号处理部分 6 输出的第一噪声消除用音频信号(1fs 和 16 比特)被输入到内插滤波器 7。内插滤波器 7 执行八倍频采样频率为 1fs 并且量化比特率为 16 比特的输入信号的采样频率的过程,从而将输入信号转换成采样频率为 8fs 并且量化比特率为 24 比特的信号,并将所产生的信号输出到组合器 12。这里,内插滤波器 7 由过采样电路 7a 和反镜像滤波器 7b 构成。就是说,在内插滤波器 7 中,采样频率为 1fs 并且量化比特率为 16 比特的输入信号被过采样电路 7a 转换成 [8fs, 24 比特] 形式,并且所产生的信号经历反镜像滤波器 7b 中的信号处理,以便消除图像频率分量,例如高于采样频率 8fs 的一半的频率分量。

[0194] 在该实施例中,数字音频源的音频信号穿过 PCM 接口 13 并且具有 [1fs, 16 比特] 形式,并被输入到 DSP 60。该信号还被提供到开关 SW2 的两个输入端子之一。在 DSP 60 中,均衡器 61 对数字音频源的输入信号执行预定过程(例如均衡),并且所产生的信号被输入到开关 SW2 的输入端子中的另一个。

[0195] 开关 SW2 有选择地将两个输入端子之一连接到输出端子,从而执行切换。开关 SW2 的输出端子被连接到内插滤波器 14 的输入。因此,开关 SW2 在如下两条路径之间切换:一条路径是从 PCM 接口 13 输出的数字音频源的信号被输入到内插滤波器 14 而不经 DSP 60 的路径,另一条路径是从 PCM 接口 13 输出的数字音频源的信号在经过 DSP 60 之后被输入

到内插滤波器 14 的路径。

[0196] 如上所述,来自数字音频源的采样频率为 $1f_s$ 并且量化比特率为 16 比特的数字音频信号被输入到内插滤波器 14。内插滤波器 14 对该输入信号执行八倍频采样频率的过程,从而将该信号转换成 $[8f_s, 24 \text{ 比特}]$ 形式,并将所产生的信号输出到组合器 12。

[0197] 在该实施例中,组合器 12 接受并组合数字音频源的音频信号、从噪声消除信号处理部分 6 输出并经过内插滤波器 7 的第一噪声消除用音频信号以及从噪声消除信号处理部分 6A 输出的第二噪声消除用音频信号,所有这些信号都具有 $[8f_s, 24 \text{ 比特}]$ 形式。

[0198] 因此,从组合器 12 输出的音频信号由数字音频源的音频信号与组合噪声消除用音频信号的组合构成,其中所述组合噪声消除用音频信号由第一和第二噪声消除用音频信号的组合构成。

[0199] 该音频信号首先在噪声整形器 8 中经历噪声整形以被转换成采样频率为 $16f_s$ 并且量化比特率为 4 比特的数字信号,并且所产生的数字信号在 PWM 电路 9 中经历 PWM 调制,以被转换成采样频率为 $512f_s$ 并且量化比特率为 1 比特的数字信号。然后,所产生的由比特序列构成的数字信号并输入到设置在模拟块 700 中的功率驱动电路 10,并在其中被转换成放大的模拟信号。放大的模拟信号通过 LSI 600 外部的电容器 C1 和滤波器 11 被提供到驱动器 1a。

[0200] 输入到功率驱动电路 10 的信号还可以被输出到外部(到外部的 1 比特输出)。

[0201] 下面将比较图 6 所示根据本实施例的噪声消除系统的结构与图 4 所示的结构。

[0202] 在图 6 的结构中,对应于图 4 的系统的用于被用于噪声消除的信号的系统由 $\Delta \Sigma$ 调制器 4、(开关 SW1)、抽取滤波器 5A、抽取滤波器 5B、DSP 60(即噪声消除信号处理部分 6)、内插滤波器 7、组合器 12、噪声整形器 8、PWM 电路 9、功率驱动电路 10、滤波器 11、电容器 C1 和驱动器 1a 构成,所有这些组件按所述顺序布置。该系统被用于生成第一噪声消除用音频信号并将其经由驱动器 1a 作为声音输出。另外,图 6 所示噪声消除系统具有噪声消除信号处理部分 6A。换言之,图 6 所示噪声消除系统具有用于被用于噪声消除的信号的另一系统,其中从输出自抽取滤波器 5A 的信号生成第二噪声消除用音频信号并输出到组合器 12。因此,根据本实施例的噪声消除系统具有两个系统,这两个系统基于麦克风 2F 通过拾取声音获得的信号来生成噪声消除用音频信号。

[0203] 具体而言,在 DSP 60 中具有用于生成第一噪声消除用音频信号的噪声消除信号处理部分 6 的系统(该系统在下文中被称为“第一噪声消除用信号处理系统”)中,信号按顺序穿过抽取滤波器 5A、抽取滤波器 5B、噪声消除信号处理部分 6、内插滤波器 7 和组合器 12。相反,在具有用于生成第二噪声消除用音频信号的噪声消除信号处理部分 6A 的系统(该系统在下文中被称为“第二噪声消除用信号处理系统”)中,信号按顺序穿过抽取滤波器 5A、噪声消除信号处理部分 6A 和组合器 12。就是说,在类似于图 4 所示噪声消除系统的第一噪声消除用信号处理系统中,信号在 A/D 转换一侧穿过抽取滤波器(5A 和 5B)并在 D/A 转换一侧穿过内插(过采样)滤波器 7。同时,在第二噪声消除用信号处理系统中,信号穿过接受和输出采样频率为 $8f_s$ 的信号的抽取滤波器 5A 和噪声消除信号处理部分 6A,而不穿过抽取滤波器 5B 或内插滤波器 7。然后,通过第一和第二噪声消除用信号处理系统获得的信号通过组合器 12 被组合以获得组合的噪声消除用音频信号。

[0204] 以上结构没有不同于以上参考图 5C 和 5D 所述的噪声消除信号处理系统的“双路

径”结构。

[0205] 根据本实施例的噪声消除系统具有第一和第二噪声消除用信号处理系统并因而具有双路径结构,该噪声消除系统可以具有两种不同的分别对应于图 5C 和 5D 的模型结构的基本模式。这两种基本模式在分配给第一和第二噪声消除用信号处理系统的功能和角色方面有所不同。这里,这两种功能模式下面将被描述。

[0206] 图 7 示出图 6 所示噪声消除系统的一部分,该部分由抽取滤波器 5A、抽取滤波器 5B、噪声消除信号处理部分 6A、DSP 60 中的噪声消除信号处理部分 6、内插滤波器 7 和组合器 12 构成。参考图 7,下面两种功能模式之一(即第一功能模式)将被描述。

[0207] 如图 7 所示,在第一功能模式中,属于对应于图 4 的结构的第一噪声消除用信号处理系统的噪声消除信号处理部分 6 被用作主要处理部分,而属于第二噪声消除用信号处理系统的噪声消除信号处理部分 6A 被用作辅助处理部分。该模式对应于图 5D 的结构。

[0208] 在此情况下作为主要处理部分进行操作的噪声消除信号处理部分 6 中的数字滤波器被配置为执行针对希望对其执行噪声消除的整个声音频率范围之中低于可以获得有效的噪声消除效果的某一级别的频率范围的噪声消除信号处理,如前所述。就是说,因为具有噪声消除信号处理部分 6 的第一噪声消除用信号处理系统包括抽取滤波器 5B 和内插滤波器 7 并因此导致极大信号延迟,因此期望第一噪声消除用信号处理系统对于高于所述级别的频率范围实现有效的噪声消除效果是不合理的。因此,第一噪声消除用信号处理系统被配置用于生成针对低于某一级别的中频和低频范围的噪声消除用音频信号,而忽略高于该级别的频率范围。

[0209] 除此之外,作为辅助处理部分操作的噪声消除信号处理部分 6A 中的数字滤波器被配置用于生成具有用于消除高频范围中的噪声的特性的噪声消除用音频信号。

[0210] 结果,由组合器 12 通过组合从主要处理部分和辅助处理部分输出的两个噪声消除用音频信号生成的组合噪声消除用音频信号用于在希望对其执行噪声消除的整个声音频率范围上实现有效的噪声消除。

[0211] 如上所述,第一功能模式被配置为使得第一噪声消除用信号处理系统实现针对中频和低频范围的噪声消除,而导致相对轻微信号延迟的第二噪声消除用信号处理系统以辅助方式操作以消除高频范围中的噪声,对于该高频范围,利用第一噪声消除用信号处理系统难以实现有效的噪声消除效果。就是说,将被消除的噪声的频率范围在第一和第二噪声消除用信号处理系统(即噪声消除信号处理部分 6A 和 6)之间被划分。

[0212] 在此情况下,如以上参考图 5D 所述,噪声消除信号处理部分 6A 可以利用简单的硬件结构形成,例如通过简单的增益控制电路或用于利用具有若干抽头的 FIR 滤波器计算移动平均值的电路。因此,例如实现了资源和电路规模的极大减小。同时,在此情况下,DSP 60 中的噪声消除信号处理部分 6 无需被配置用于实现针对高频范围的有效噪声消除,因此据此可以减少资源。这在处理容量方面也具有优势。此外,该简化结构将使得更容易设计用作噪声消除信号处理部分 6 和 6A 的滤波器。

[0213] 接下来,参考图 8,下面将描述第二功能模式。注意,在图 8 中,在图 7 中具有其对应部件的组件被分配与图 7 中的对应部件相同的标号,并且其描述将省略。

[0214] 在第二功能模式中,与以上参考图 7 所描述的第一功能模式相对照,第二噪声消除用信号处理系统充当主要信号处理系统,而第一噪声消除用信号处理系统充当辅助信号

处理系统。据此,属于第二噪声消除用信号处理系统的噪声消除信号处理部分 6A 用作主要处理部分,而属于第一噪声消除用信号处理系统的噪声消除信号处理部分 6 用作辅助处理部分。就是说,该模式对应于图 5C 的结构。

[0215] 如以上参考图 5C 所述,关于角色划分,用作主要处理部分的噪声消除信号处理部分 6A 被配置用于生成用于消除希望对其执行噪声消除的整个声音频率范围中的中频和高频范围中的噪声的噪声消除信号,而用作辅助处理部分的噪声消除信号处理部分 6 被配置用于生成用于消除希望对其执行噪声消除的整个声音频率范围中的低频范围中的噪声的噪声消除信号。

[0216] 在此情况下,由组合器 12 通过组合从主要处理部分和辅助处理部分输出的两个噪声消除用音频信号生成的组合噪声消除用音频信号用于在希望对其执行噪声消除的整个声音频率范围上执行有效的噪声消除。

[0217] 注意,当实际构造根据本实施例的噪声消除系统时,取决于噪声消除系统所需的各种条件(例如成本和规格),第一功能模式和第二功能模式中一种适当的功能模式可以被采用。从以上图 5C 和 5D 的描述可以理解,当优先考虑降低成本和电路规模时,第一功能模式优先采用。同时,由硬件实现的噪声消除信号处理部分 6A 在其中负责主要信号处理的第二功能模式可以实现更好的噪声消除效果。因此,当优先考虑提供高质量的再现声音时,采用第二功能模式是有效的。

[0218] 这里,下面将描述与根据本实施例的噪声消除系统中的数字块 800 中用于噪声消除的信号处理系统相关的特定功能电路部件中采用的数字滤波器的结构。

[0219] 例如,在图 4 所示噪声消除系统中,抽取滤波器 5(5A 和 5B) 和内插滤波器 7 由线性相位 FIR 滤波器构成。如上所述,这基于以下概念:由于将被处理的信号是音频信号,因此例如通常需要防止根据频率发生相位失真。

[0220] 虽然线性相位 FIR 滤波器的使用导致在信号的输入和输出之间发生群组延迟,但是这没有造成诸如 A/D 转换器和 D/A 转换器之类现有设备的问题,因为它们被希望用于再现(记录)用户主动尝试收听的音频源的声音。例如,在音频源的声音被再现的情况下,即使音频源的信号到信号处理设备的输入和声音的再现之间的信号处理导致极大延迟,用户也可以收听正常再现并连续输出的声音。因此,当用户再现将收听的音频源的声音时,由信号处理导致的延迟不会造成问题。

[0221] 但是,如果现有设备被用于噪声消除系统中而不被用于再现音频源的声音,由于这些设备造成的群组延迟则会产生问题,从而使得无法或难以获得用于消除外部声音的相位。

[0222] 图 6 所示的根据本发明一个实施例的噪声消除系统首先通过提供包括噪声消除信号处理部分 6A 而不具有抽取滤波器 5B 或内插滤波器 7 的第二噪声消除用信号处理系统而解决了该问题。

[0223] 但是,希望由于第一噪声消除用信号处理系统中的抽取滤波器 5(5A 和 5B) 和内插滤波器 7 导致的极大信号延迟可以被减小,因为减小噪声消除效果的因素从而据此被减小,从而噪声消除效果被增强。

[0224] 如所指的,在本实施例中,作为一个示例,如图 6 所示作为内插滤波器 7 中的抽取滤波器 5B 和反镜像滤波器 7b 的数字滤波器被形成为最小相位 FIR 滤波器。

[0225] 基本上,最小相位 FIR 滤波器可以通过在抽头一侧(即最靠近输入)在抽头系数处设置峰值来形成,从而最小相位获得,作为 FIR 数字滤波器系统。

[0226] 例如,关于分别具有相同抽头数目的线性相位 FIR 数字滤波器和最小相位 FIR 数字滤波器的特性,冲激响应波形现在将被比较。首先,在线性相位 FIR 数字滤波器的情况下,其峰值在输入之后的某一固定时刻获得。这意味着响应于输入的输出具有对应于抽头数目(即滤波器阶数)的固定时间的延迟(群组延迟)。相反,在最小相位 FIR 数字滤波器的情况下,在输入之后的短时间内获得峰值,所述短时间例如对应于若干抽头。就是说,在最小相位 FIR 数字滤波器中,响应于输入的输出延迟(即输入-输出延迟)与线性相位 FIR 数字滤波器相比非常短,尽管两种滤波器都是 FIR 数字滤波器。

[0227] 因此,当最小相位 FIR 滤波器被用作内插滤波器 7 中的反镜像滤波器 7b 和抽取滤波器 5B 时,其中引起的信号延迟大大减小,从而信号延迟的大多数因素被消除。结果,第一噪声消除用信号处理系统被期望实现更好的噪声消除能力。

[0228] 注意,众所周知,最小相位 FIR 滤波器导致根据频率的相位失真。因此,在音频信号的情况下,由相位失真导致的声音质量恶化是不可避免的。这正是线性相位 FIR 数字滤波器被用于针对音频信号设计的 A/D 转换器和 D/A 转换器的原因。

[0229] 在此情况下被处理的信号是音频信号,但是它例如是将被消除的外部声音的音频信号。该音频信号所需的保真度与音频源等的音频信号相比相当低。此外,可以实际上对其实现大消除效果的声音分量是那些低频范围内的声音分量,因此考虑到设备特性等等,在达到几 kHz 频率范围内有效工作的噪声消除对于实际应用被认为是足够的。从这个角度,抽取滤波器 5B 和反镜像滤波器 7b 例如形成为最小相位 FIR 滤波器不会导致声音质量出现大问题。

[0230] 注意,在前面描述中,分别作为抽取滤波器 5 和内插滤波器 7 的组件的抽取滤波器 5B 和反镜像滤波器 7b 不是由最小相位 FIR 滤波器构成的。就是说,这些部件是由线性相位 FIR 滤波器构成的。

[0231] 这是因为,作为抽取滤波器 5 和内插滤波器 7 所导致的信号延迟的因素,抽取滤波器 5B 和反镜像滤波器 7b 分别是主要的。因此,即使线性相位 FIR 滤波器在优先考虑再现声音的质量等的情况下被用于抽取滤波器 5A 和反镜像滤波器 7b,在包括噪声消除信号处理部分 6 的信号处理系统中导致的信号延迟也不会产生大问题。

[0232] 如前所述,为了减小输入和输出之间导致的信号延迟,利用无限冲激响应(IIR)滤波器来形成抽取滤波器 5B 和反镜像滤波器 7b 也是合理的。IIR 滤波器的冲激响应波形还显示出这样的特性:在输入之后的短时间内获得峰值,所述短时间例如对应于若干抽头。就是说,IIR 滤波器的输入-输出延迟非常短。因此,与利用最小相位 FIR 滤波器的情况相同,将抽取滤波器 5B 和反镜像滤波器 7b 形成为 IIR 滤波器使得在第一噪声消除用信号处理系统中导致的信号延迟减小。

[0233] 作为第一噪声消除用信号处理系统中的 DSP 60 中的噪声消除信号处理部分 6 的数字滤波器可以由线性相位 FIR 滤波器或 IIR 滤波器形成。注意,作为噪声消除信号处理部分 6 的线性相位 FIR 滤波器或 IIR 滤波器是由根据例如程序(指令)操作的 DSP 60 实现的功能电路。

[0234] 注意,在第一功能模式的情况下,噪声消除信号处理部分 6 作为主要处理部分工

作,考虑到实现例如资源减少,优选地,即使 IIR 滤波器是通过编程实现的 DSP 60 的信号处理能力,也由 IIR 滤波器形成噪声消除信号处理部分 6。

[0235] 属于第二噪声消除用信号处理系统的作为噪声消除信号处理部分 6A 的数字滤波器被实现在用于生成噪声消除信号的专用硬件中。除此之外,噪声消除信号处理部分 6A 由线性相位 FIR 滤波器或 IIR 滤波器构成。

[0236] 但是,注意,在第二功能模式的情况下,第二噪声消除用信号处理系统(即噪声消除信号处理部分 6A)充当主要系统而第一噪声消除用信号处理系统(即噪声消除信号处理部分 6)充当辅助系统,目前优选地,噪声消除信号处理部分 6A 用 IIR 滤波器形成,以便实现好的噪声消除效果,同时减少所需资源,如上面参考图 5C 所述。

[0237] 除此之外,在采用第二功能模式的情况下,希望以硬件实现的噪声消除信号处理部分 6A 的特性设置也可以在一定范围内改变。在此情况下,与在 DSP 60 中的噪声消除信号处理部分 6 的特性设置可以单独改变时相比,噪声消除信号处理可以更自适应性地被执行。

[0238] 在 IIR 滤波器被用在噪声消除信号处理部分 6A 中的情况下,可以按例如以下方式实现滤波器特性的改变。

[0239] 首先,与形成噪声消除信号处理部分 6A 的数字滤波器相同,多个第二阶 IIR 滤波器被提供。这里,考虑到操作步骤的实际数目等等,五个 IIR 滤波器 65-1、65-2、65-3、65-4 和 65-5 被准备作为第二阶 IIR 滤波器。除此之外,如何连接这些 IIR 滤波器 65-1 到 65-5 的适当样式是根据噪声消除信号处理部分 6A 中所需的特性从图 9 到 15 所示的样式中选出的。

[0240] 图 9 示出 IIR 滤波器 65-1、65-2、65-3、65-4 和 65-5 串联连接的样式。在此情况下,信号首先被输入到第一级的 IIR 滤波器 65-1,并且信号从最后一级的 IIR 滤波器 65-5 输出。

[0241] 图 10 示出由串联连接的 IIR 滤波器 65-1、65-2、65-3 和 65-4 构成的系统与仅由 IIR 滤波器 65-5 构成的系统被并联布置的样式。在此情况下,信号被输入到两个系统,并且来自两个系统的输出通过组合器 66 被组合,并从而从噪声消除信号处理部分 6A 输出。

[0242] 图 11 示出由串联连接的 IIR 滤波器 65-1、65-2 和 65-3 构成的系统与由串联连接的 IIR 滤波器 65-4 和 65-5 构成的系统被并联布置的样式。在此情况下,信号被输入到两个系统,并且来自两个系统的输出通过组合器 66 被组合,并从而从噪声消除信号处理部分 6A 输出。

[0243] 图 12 示出由串联连接的 IIR 滤波器 65-1、65-2 和 65-3 构成的系统、仅由 IIR 滤波器 65-4 构成的系统和仅由 IIR 滤波器 65-5 构成的系统被并联布置的样式。在此情况下,输入信号被输入到这三个系统,并且来自三个系统的输出通过组合器 66 被组合,并从而从噪声消除信号处理部分 6A 输出。

[0244] 图 13 示出由串联连接的 IIR 滤波器 65-1 和 65-2 构成的系统、由串联连接的 IIR 滤波器 65-3 和 65-4 构成的系统和仅由 IIR 滤波器 65-5 构成的系统被并联布置的样式。在此情况下,输入信号被输入到这三个系统,并且来自三个系统的输出通过组合器 66 被组合,并从而从噪声消除信号处理部分 6A 输出。

[0245] 图 14 示出由串联连接的 IIR 滤波器 65-1 和 65-2 构成的系统、仅由 IIR 滤波器

65-3 构成的系统、仅由 IIR 滤波器 65-4 构成的系统和仅由 IIR 滤波器 65-5 构成的系统被并联布置的样式。在此情况下,输入信号被输入到这四个系统,并且来自四个系统的输出通过组合器 66 被组合,并从而从噪声消除信号处理部分 6A 输出。

[0246] 图 15 示出 IIR 滤波器 65-1、IIR 滤波器 65-2、IIR 滤波器 65-3、IIR 滤波器 65-4 和 IIR 滤波器 65-5 被并联布置的样式。在此情况下,输入信号被输入到所有五个滤波器,并且来自这五个滤波器的输出通过组合器 66 被组合,并从而从噪声消除信号处理部分 6A 输出。

[0247] 注意,图 9 到 15 所示结构可以通过利用诸如序列发生器之类的技术沿时间轴重用相同的硬件资源来利用最少的硬件资源实现。

[0248] 如上所述,在第一功能模式被采用的情况下,优选地,DSP 60 中的噪声消除信号处理部分 6 由 IIR 滤波器构成。当噪声消除信号处理部分 6 由 IIR 滤波器构成时,以上参考图 9 到 15 所述结构可以通过编程 DSP 60 而被采用。

[0249] 图 16 示出在第一功能模式被用于根据本实施例的噪声消除系统并且图 9 所示样式被用于 DSP 60 中的噪声消除信号处理部分 6 的情况下,如何在 IIR 滤波器 65-1 到 65-5 中的每一个中设置特性的示例。

[0250] 在此情况下,首先,在第一级的 IIR 滤波器 65-1 具有作为用于向输入信号提供增益并输出所产生的信号的增益设置电路的功能。这里增益系数 (Gain) 被设置为 0.035。

[0251] 在第二到第五 (最后) 级的 IIR 滤波器 65-2 到 65-5 中的每一个具有作为所谓的参数均衡器的功能。关于均衡器特性,中央频率 f_c 20Hz、Q 值 0.4 和增益值 G 28dB 被设置用于 IIR 滤波器 65-2;中央频率 f_c 800Hz、Q 值 0.6 和增益值 G 12dB 被设置用于 IIR 滤波器 65-3;中央频率 f_c 10000Hz、Q 值 3.2 和增益值 G -21dB 被设置用于 IIR 滤波器 65-4;并且中央频率 f_c 18500Hz、Q 值 2.5 和增益值 G -16dB 被设置用于 IIR 滤波器 65-5。

[0252] 虽然图中未示出,但是根据噪声消除信号处理部分 6 的以上配置,噪声消除信号处理部分 6A 被配置为充当增益控制电路。其增益系数被设置为例如 0.012。

[0253] 图 21A 和 21B 是示出具有图 4 所示结构 (设计) 的噪声消除系统 (即具有单路径结构的噪声消除系统) 的特性与具有图 6 所示结构 (设计) 的根据本实施例的噪声消除系统 (即具有双路径结构的噪声消除系统) 的特性之间的比较结果的波特图。图 21A 的波特图指示出具有图 4 所示单路径结构的噪声消除系统的频率 - 增益特性和频率 - 相位特性,而图 21B 的波特图指示出具有图 6 所示双路径结构的噪声消除系统的频率 - 增益特性和频率 - 相位特性。为了实现图 21B 所示特性,假设最小相位 FIR 滤波器被用于作为图 6 中的抽取滤波器 5B 和反镜像滤波器 7b 的数字滤波器,而噪声消除信号处理部分 6A 利用 IIR 滤波器构成。

[0254] 这里例如假设根据前馈系统的噪声消除系统所需的目标频率 - 增益特性是图 21A 和 21B 中示出频率 - 增益特性的图中用虚线表示的特性。注意,关于用虚线表示的目标特性,频率的上限被设置在大约 2kHz,因为实际经历噪声消除的声音的频率范围最大到大约 2kHz。在图 21B 所示频率 - 增益特性中,增益连续维持在高于某一级别,直至靠近 100kHz,而在图 21A 所示频率 - 增益特性中,增益在 20kHz 附近迅速减小。这是因为:由于具有图 4 所示结构的噪声消除系统仅对具有采样频率 $1f_s$ 的信号执行噪声消除过程。因此高于被表示为 $f_s/2$ 的采样频率的频率范围被消除,以免基于采样定理而出现假信号。注意,由于在

此情况下 f_s 被假设为 44.1kHz, 因此图 21A 所示频率 - 增益特性代表高于 22.05kHz 的频率范围已被减小的结果。

[0255] 这里, 图 21A 和图 21B 将被例如彼此比较。首先, 两幅图上在到达大约 2kHz 的频率范围中频率 - 增益特性几乎是相同的, 该频率范围内的噪声实际被消除。另一方面, 关于频率 - 相位特性, 在图 21B (对应于双路径结构) 中大约 2kHz 到大约 10kHz 的范围内获得非常接近 0deg. 的值, 而在图 21A (对应于单路径结构) 中, 大约 2kHz 到大约 10kHz 的相同范围内值波动得非常强烈, 以至于发生绝对值大约 100deg. 的相位旋转。如上所示, 根据本实施例的噪声消除系统实际上产生信号的相位旋转大大减小的效果。因此, 不考虑是数字系统这一事实, 根据本实施例的噪声消除系统实际上能够产生实际上充分的噪声消除效果。

[0256] 图 17 示出根据本发明第二实施例的噪声消除系统的示例性结构。注意, 在图 17 中, 在图 6 (对应于第一实施例) 中具有对应部件的组件被分配与图 6 中的对应部分相同的标号, 并省略其描述。

[0257] 如以上参考图 1 到 3 所述, 用于头戴式耳机设备的噪声消除系统被大体上分成前馈系统和反馈系统。上述第一实施例具有基于前馈系统的结构。本发明不仅可应用于前馈系统, 还可应用于反馈系统。因此, 基于反馈系统 (其模型在图 1A 和 1B 中示出) 的噪声消除系统的示例性结构将被描述为第二实施例。

[0258] 在反馈系统的情况下, 如图 17 所示, 麦克风 2B 被布置在头戴式耳机单元 1c 内的位置上, 以使得从驱动器 1a 输出的声音可以在佩戴该头戴式耳机的用户的耳朵附近被拾取。

[0259] 由该位置上的麦克风 2B 拾取的声音不仅包括从驱动器输出的声音, 还包括入侵到头戴式耳机设备外壳中并且将到达佩戴该头戴式耳机的用户的耳朵的外部声音分量。以上述方式拾取的声音信号被放大器 3A 放大以转换成模拟音频信号。然后, 模拟音频信号被输入到 LSI 600 中的模拟块 700 中的 $\Delta \Sigma$ 调制器 4A, 以转换成采样频率为 $64f_s$ 并且量化比特率为 1 比特的数字音频信号。该数字音频信号通过开关 SW11 被输入到数字块 800 中的抽取滤波器 5-1 中的抽取滤波器 5C。

[0260] 同样在此情况下, 数字麦克风输入被与麦克风 2B 并行提供, 以便提供可扩展性。开关 SW11 可被用于在从该数字麦克风输入提供的数字音频信号和最初来自麦克风 2B 的从 $\Delta \Sigma$ 调制器 4A 输出的数字音频信号之间选择。

[0261] 抽取滤波器 5-1 是用于对在根据反馈系统的噪声消除信号处理系统中通过 A/D 转换获得的 $[64f_s, 1 \text{ 比特}]$ 形式的信号执行抽取的滤波器, 从而信号的采样频率被改变到适合于数字块 800 中的信号处理的采样频率。抽取滤波器 5-1 对应于图 6 中的抽取滤波器 5。构成抽取滤波器 5-1 的抽取滤波器 5C 和 5D 分别对应于图 6 中的抽取滤波器 5A 和 5B。作为抽取滤波器 5C 的抽取结果获得的采样频率为 $8f_s$ 的信号被输入到噪声消除信号处理部分 6B 和抽取滤波器 5D。作为抽取滤波器 5D 的抽取结果获得的采样频率为 $1f_s$ 的信号被输入到 DSP 60 中的噪声消除信号处理部分 6。噪声消除信号处理部分 6B 被设置在适合于反馈系统的第二噪声消除信号处理系统中, 并且对应于图 6 中的噪声消除信号处理部分 6A。

[0262] 在该实施例中, 噪声消除信号处理部分 6 和 6B 中的每一个向输入的信号提供所需特性, 从而生成具有用于消除将到达佩戴该头戴式耳机的用户的耳朵 (对应于驱动器 1a) 的外部声音的特性的声音的音频信号, 作为噪声消除用音频信号。一般而言, 该过程对应于

向拾取的声音的信号提供用于噪声消除的传输函数 $- \beta$ 的过程。

[0263] 注意,以上参考第一实施例描述的第一和第二功能模式的概念和根据第一和第二功能模式的结构也可应用于第二实施例中的噪声消除信号处理部分 6 和 6B。还要注意,在第一实施例中作为噪声消除信号处理部分 6 和 6A 的数字滤波器的形式和结构也可应用作为第二实施例中的噪声消除信号处理部分 6 和 6B 的数字滤波器的形式和结构。

[0264] 关于反馈系统,作为第一噪声消除信号处理系统的一部分的 DSP 60 中的均衡器 61 的使用对于获得极好的噪声消除效果是有效的。

[0265] 在此情况下,均衡器 61 向数字音频源的信号提供基于传输函数 $1 + \beta$ 的特性。在反馈系统的情况下,从噪声消除信号处理部分 6 输出的噪声消除用音频信号不仅包括对应于外部声音的分量,还包括对应于从驱动器 1a 输出并由麦克风 2B 拾取的数字音频源的声音的分量。就是说,对应于被表示为 $1/(1 + \beta)$ 的传输函数的特性被提供到对应于数字音频源的声音的分量。因此,均衡器 61 被配置为向数字音频源的信号预先提供基于传输函数 $1 + \beta$ (其是 $1/(1 + \beta)$ 的倒数)的特性。因此,当从内插滤波器 14 输出的数字音频源的信号通过组合器 12 与噪声消除用音频信号组合时,以上传输特性 $1/(1 + \beta)$ 被消除。因此,从组合器 12 输出的信号由具有用于消除外部声音的特性的信号分量和对应于数字音频源的原始信号的信号分量的组合构成。

[0266] 在本实施例中,跟在组合器 12 后面的组件等同于图 6 中的对应部件。就是说,从组合器 12 输出的信号穿过噪声整形器 8、PWM 电路 9 和功率驱动电路 10 以转换成放大的音频信号。然后,该放大的音频信号经由滤波器 11 和电容器 C1 被提供到驱动器 1a,以驱动驱动器 1a 输出声音。

[0267] 如上所述,在反馈系统中,已经侵入到头戴式耳机设备外壳中的外部声音分量和从驱动器输出的声音在佩戴该头戴式耳机的用户的耳朵附近被拾取,从而生成用于噪声消除的信号。然后,该用于噪声消除的信号从驱动器输出,以便包括负反馈。结果,有助于消除外部声音以相对强化数字音频源的声音的声音将到达佩戴该头戴式耳机设备的用户耳朵(对应于驱动器 1a)。

[0268] 如同根据第一实施例的噪声消除系统,上述根据反馈系统的噪声消除系统除了包括 DSP 60 中的噪声消除信号处理部分 6 的第一噪声消除信号处理系统之外,还包括具有第二噪声消除信号处理系统,其包括噪声消除信号处理部分 6B。因此,该噪声消除系统能够实现与第一实施例类似的效果。

[0269] 图 18 示出根据本发明第三实施例的噪声消除系统的示例性结构。注意,在图 18 中,在图 6 或 17(对应于第一和第二实施例)中具有对应部件的组件被分配与它们在图 6 或 17 中的对应部件相同的标号,并省略其描述。

[0270] 根据第三实施例的噪声消除系统既象根据第一实施例的噪声消除系统那样具有根据前馈系统的系统,还象根据第二实施例的噪声消除系统那样具有根据反馈系统的系统。

[0271] 如前所述,反馈系统和前馈系统具有彼此折衷的不同特征。

[0272] 例如,在前馈系统中,可以有效地消除(减弱)的噪声的频率范围很宽并且系统稳定性很好,但是难以实现足够的噪声消除。因此,已经指出,该系统中的传输函数可能取决于诸如麦克风的相对位置和噪声源之类的条件而变得不合适,从而在特定频率范围内的噪

声没有被消除或被增大。当发生这种情况时,虽然噪声消除实际上在整个宽频率范围内有效地工作,但是会发生特定频率范围内的噪声被加强的现象,从而噪声消除效果可能难以被耳朵感觉到。

[0273] 相反,在反馈系统中,可以消除的噪声的频率范围很窄,但是可以实现足够的噪声消除。

[0274] 这表明如果利用前馈系统和反馈系统的组合来构造噪声消除系统,则两种系统的缺陷彼此补偿,并因此可能更容易有效地消除整个宽频率范围内的噪声。就是说,与噪声消除系统只基于两个系统之一时相比,可以实现更好的噪声消除效果。

[0275] 在如图 18 所示根据第三实施例的噪声消除系统中,首先,对应于根据前馈系统的系统的麦克风 2F、放大器 3、 $\Delta \Sigma$ 调制器 4、开关 SW1、抽取滤波器 5(即抽取滤波器 5A 和 5B)以及噪声消除信号处理部分 6A 被提供,如同图 6 所示的噪声消除系统。另外,对应于根据反馈系统的系统的麦克风 2B、放大器 3A、 $\Delta \Sigma$ 调制器 4A、开关 SW11、抽取滤波器 5-1(即抽取滤波器 5C 和 5D)以及噪声消除信号处理部分 6B 被提供,如同图 17 所示的噪声消除系统。

[0276] 在该实施例中,DSP 60 中的噪声消除信号处理部分 6 接受从抽取滤波器 5B(其构成根据前馈系统的系统的一部分)输出的信号以及从抽取滤波器 5D(其构成根据反馈系统的系统的一部分)输出的信号,并基于它们生成和输出噪声消除用音频信号。

[0277] 实践中,在该实施例中的噪声消除信号处理部分 6 具有用于接受从抽取滤波器 5B 输出的信号并生成对应于前馈系统的噪声消除用音频信号的滤波器以及用于接受从抽取滤波器 5D 输出的信号并生成对应于反馈系统的噪声消除用音频信号的滤波器。然后,由这些滤波器生成的两种噪声消除用音频信号在噪声消除信号处理部分 6 内被组合,并且组合信号被输出到内插滤波器 7。

[0278] 然后,该实施例中的组合器 12 将从噪声消除信号处理部分 6A 和 6B 以及内插滤波器 7 输出的噪声消除用音频信号与从内插滤波器 14 输出的数字音频源的信号组合在一起,并将所产生的信号输出到后续电路(即噪声整形器 8)。

[0279] 如上所述,根据第三实施例的噪声消除系统是利用根据图 6 所示前馈系统的第一和第二噪声消除信号处理系统和根据图 17 所示反馈系统的第一和第二噪声消除信号处理系统两者来构造的。结果,如前所述,与噪声消除系统只基于两个系统之一时相比,实现了更好的噪声消除效果。

[0280] 图 19 示出根据本发明第四实施例的噪声消除系统的示例性结构。注意,图 19 所示噪声消除系统基于前馈系统,并且该噪声消除系统的组件与图 6 所示噪声消除系统的组件相同。

[0281] 在图 6 所示第一实施例中,数字块 800 被制造为单个芯片。但是,输入到数字块 800 中的功能电路部件和从数字块 800 中的功能电路部件输出的信号的所有采样频率是不相同的,存在一些类型的采样频率。在如上所述功能电路部件之间所支持的采样频率有所不同的情况下,考虑到实际制造 LSI 时的条件等,通过根据所支持的采样频率分组数字块 800 中的功能电路部件,并且将属于同一群组的功能电路部件布置在同一芯片中而将属于不同群组的功能电路部件布置在不同芯片中可以更有效地实现 LSI 的制造。

[0282] 如所指的,在本实施例中,构成数字块 800 的芯片按如下方式构造。

[0283] 在图 19 所示数字块 800 中处理的信号的采样频率之中的两个主要采样频率是对

应于第一噪声消除信号处理系统的 $1f_s$ (其主要由 DSP 60 处理) 和由第二噪声消除信号处理系统所支持的 $8f_s$ 。

[0284] 因此,在本实施例中,如图 19 所示,第一信号处理芯片 810 被制造为其上至少形成 DSP 60 (其支持 $1f_s$) 的电路组件的芯片,而第二信号处理芯片 820 被制造为其上至少形成作为抽取滤波器 5 (5A 和 5B)、噪声消除信号处理部分 6A、内插滤波器 7、内插滤波器 14 和组合器 12 (它们是支持 $8f_s$ 的功能电路部件) 的电路组件的芯片。

[0285] 注意,包括在数字块 800 中但未包括在第一信号处理芯片 810 和第二信号处理芯片 820 中的任意一个中的每个功能电路部件可以被包括在第一信号处理芯片 810 和第二信号处理芯片 820 中的适当一个中。可替换地,除了第一信号处理芯片 810 和第二信号处理芯片 820 之外还可以制造其他芯片并且这些功能电路部件可被包括在这些其他芯片中。

[0286] 注意,图 19 所示第四实施例的结构还可以类似方式应用于图 17 所示根据第二实施例的噪声消除系统 (其根据反馈系统) 中的数字块 800 中。

[0287] 就是说,可以制造其上至少形成有支持 $1f_s$ 的 DSP 60 的电路组件的第一信号处理芯片 810 和其上至少形成有作为抽取滤波器 5-1 (5C 和 5D)、噪声消除信号处理部分 6B、内插滤波器 7、内插滤波器 14 和组合器 12 (它们是支持 $8f_s$ 的功能电路部件) 的电路组件的第二信号处理芯片 820。

[0288] 此外,第四实施例的结构还可应用于根据图 18 所示使用前馈系统和反馈系统的组合的第三实施例的噪声消除系统中的数字块 800。这种结构在图 20 中被示为本发明的第五实施例。

[0289] 图 20 示出其上至少形成有支持 $1f_s$ 的 DSP 60 的电路组件的第一信号处理芯片 810 和其上至少形成有作为抽取滤波器 5 和 5-1 (5A、5B、5C 和 5D)、噪声消除信号处理部分 6A 和 6B、内插滤波器 7、内插滤波器 14 和组合器 12 (它们是支持 $8f_s$ 的功能电路部件) 的电路组件的第二信号处理芯片 820。

[0290] 注意,输入到上述实施例中的 LSI 600 中的功能电路部件或从这些功能电路部件输出的信号的采样频率和量化比特率仅仅是典型示例,并且由每个功能电路部件处理的采样频率和量化比特率可以根据需要改变,只要噪声消除系统不会无法工作即可。

[0291] 根据上述实施例的噪声消除系统具有双路径结构,其具有两个系统,即第一噪声消除信号处理系统和第二噪声消除信号处理系统。但是,通过扩展,可以例如在本发明的范围内设想提供多个第二噪声消除信号处理系统的结构。在这种结构中,具有单独采样频率的信号被输入到例如多个第二噪声消除信号处理系统中的每一个,以生成噪声消除用音频信号。以这种方式,可以向多个第二噪声消除信号处理系统中的每一个分配不同的角色。提供两个或更多个第二噪声消除信号处理系统的结构将被称为“多路径”结构。

[0292] 这里,形成这种多路径结构 (其中如上所述提供两个或更多个第二噪声消除信号处理系统) 的基础的信号处理系统的模型示例将参考图 22 来描述。

[0293] 图 22 示出一种模型示例,其中采样频率为 $64f_s$ 的信号被路由到多个路径,并且这些信号最终被组合以作为采样频率为 $64f_s$ 的组合信号输出。

[0294] 在图 22 中,首先,下采样电路 91-1 到 91-6、信号处理块 92-0 到 92-6、上采样电路 94-1 到 94-6 和组合器 93-0 到 93-5 被提供。

[0295] 下采样电路 91-1 到 91-6 中的每一个对输入信号下采样,以便使采样频率减半,并

输出所产生的信号。这些下采样电路 91-1 到 91-6 被串联连接,并且采样频率为 64fs 的输入信号被输入到在第一级的下采样电路 91-1。因此,下采样电路 91-1 到 91-6 分别输出通过将输入信号的采样频率转换到 32fs、16fs、8fs、4fs、2fs 和 1fs 所获得的信号。注意,采样频率为 32fs 或更低的信号具有多比特的预定量化比特率。

[0296] 信号处理块 92-0 到 92-6 是根据给定目的对输入信号执行信号处理的部件,并且由已经对其分配了预定信号特性的数字滤波器构成。这些信号处理块对应于多个路径中的每个路径中的噪声消除信号处理部分 6A。

[0297] 采样频率为 64fs 的输入信号和从下采样电路 91-1 到 91-6 输出的采样频率为 32fs、16fs、8fs、4fs、2fs 和 1fs 的信号被分别输入到这些信号处理块 92-0 到 92-6。信号处理块 92-0 到 92-6 分别接受这些信号,并产生具有与它们各自的输入信号相同的采样频率(和相同的量化比特率)的输出信号。

[0298] 上采样电路 94-1 到 94-6 中的每一个对输入信号上采样,以便使采样频率加倍,并输出所产生的信号。从下述组合器 93-1 到 93-5 输出的采样频率为 32fs、16fs、8fs、4fs 和 2fs 的信号被分别输入到上采样电路 94-1 到 94-6。从信号处理块 92-6 输出的采样频率为 1fs 的信号被输入到上采样电路 94-6。

[0299] 组合器 93-0 到 93-5 分别接受从信号处理块 92-0 到 92-6 输出的采样频率 64fs、32fs、16fs、8fs、4fs 和 2fs 的信号,并且还分别接受从上采样电路 94-1 到 94-6 输出的采样频率 64fs、32fs、16fs、8fs、4fs 和 2fs 的信号,并组合它们。从组合器 93-1 到 93-5 输出的信号被分别输入到上采样电路 94-1 到 94-5。从组合器 93-0 输出的信号是采样频率为 64fs 的最终输出信号。

[0300] 当实际提供多个第二噪声消除信号处理系统时,必要的下采样电路、上采样电路和组合器基于图 22 所示结构被提供,从而使得多个第二噪声消除信号处理系统处理必要的采样频率,并且多个第二噪声消除信号处理系统中的每一个中的信号处理块(即噪声消除信号处理部分)被配置为执行必要的信号处理。

[0301] 注意,在上述实施例中,抽取滤波器 5B(5D) 和内插滤波器 7 中的反镜像滤波器 7b 由最小相位 FIR 滤波器或 IIR 滤波器构成,以便有效地减小相位旋转。但是,除了最小相位 FIR 滤波器和 IIR 滤波器之外的其他类型数字滤波器也可以被用于这些功能电路部件,只要它们所导致的延迟足够短以允许实现所需噪声消除效果并允许诸如声音质量和稳定性之类的其他条件被维持在足够水平之上即可。

[0302] 还要注意,在本发明的一个实施例中,最小相位 FIR 滤波器或 IIR 滤波器可能仅被用于抽取滤波器 5B(5D) 和反镜像滤波器 7b 中的至少一个。即使利用这种结构,与线性相位 FIR 滤波器被用于抽取滤波器 5B(5D) 和反镜像滤波器 7b 两者时相比,由用于噪声消除的信号处理系统所导致的延迟也能够减小,因此可能相应地实现更多效果。

[0303] 构成根据本发明一个实施例的噪声消除系统的部件被实现在实际装置或系统上的方式可以取决于该噪声消除系统被应用到的装置或系统的结构、应用等被任意地确定。

[0304] 例如,在本身实现噪声消除功能的头戴式耳机设备被构造的情况下,构成该噪声消除系统的大多数部件(即 LSI 600)可以被包含在该头戴式耳机设备的外壳内。在通过头戴式耳机设备和外部设备(例如适配器)的组合形成噪声消除系统的情况下,LSI 600 可以被设置在诸如适配器的外部设备中。此外,LSI 600 中的功能电路部件可以被组合成多

个部件,并且这些部件中的至少一个可以被设置在诸如适配器之类的外部设备中。

[0305] 在根据本发明一个实施例的噪声消除系统没有被实现在头戴式耳机设备等上而是被实现在移动电话设备、网络音频通信设备、音频播放器或被配置用于再现音频内容和输出再现的内容到头戴式耳机终端的类似设备上的情况下,例如,除了麦克风和驱动器之外的至少一个部件可以被设置在该设备中。

[0306] 可以这样说,根据本发明,用于一种功能目的所需的数字信号处理被划分在支持不同采样频率的多个信号处理系统之中,以便实现某些有益效果。这些功能目的不局限于噪声消除。本发明还可应用于除了噪声消除之外的其他功能目的。

[0307] 本领域技术人员应该理解,取决于设计需求和其他因素,可以发生各种修改、组合、子组合和变更,只要它们落在所附权利要求书或其等同物的范围内即可。

[0308] 本发明包含 2007 年 4 月 13 日递交到日本特许厅的日本专利申请 JP2007-105711 和 2007 年 3 月 2 日递交到日本特许厅的日本专利申请 JP2007-053246 所涉及的主题,这些申请的整体内容通过引用被结合于此。

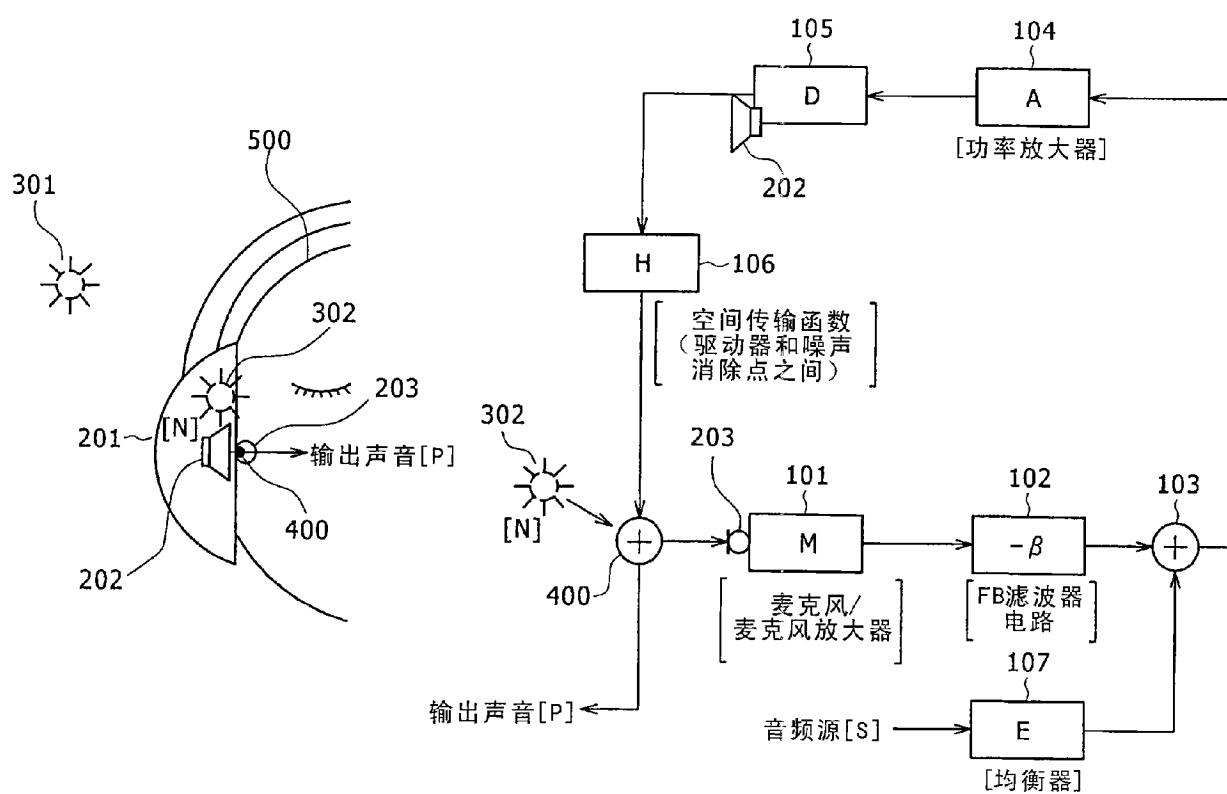


图1A

图1B

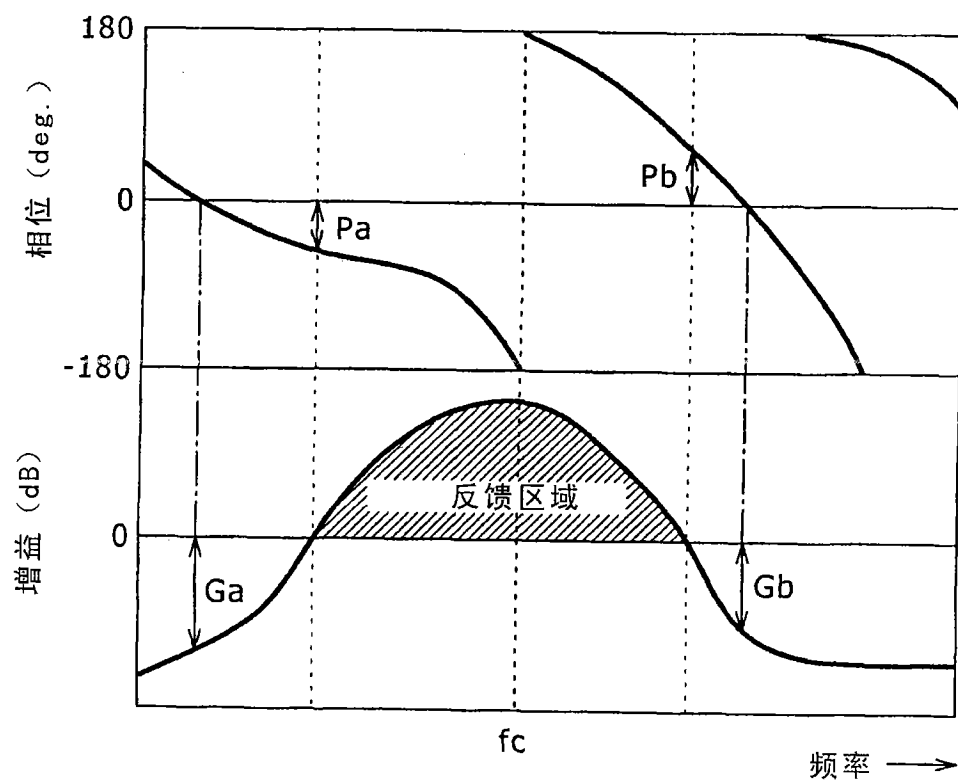


图2

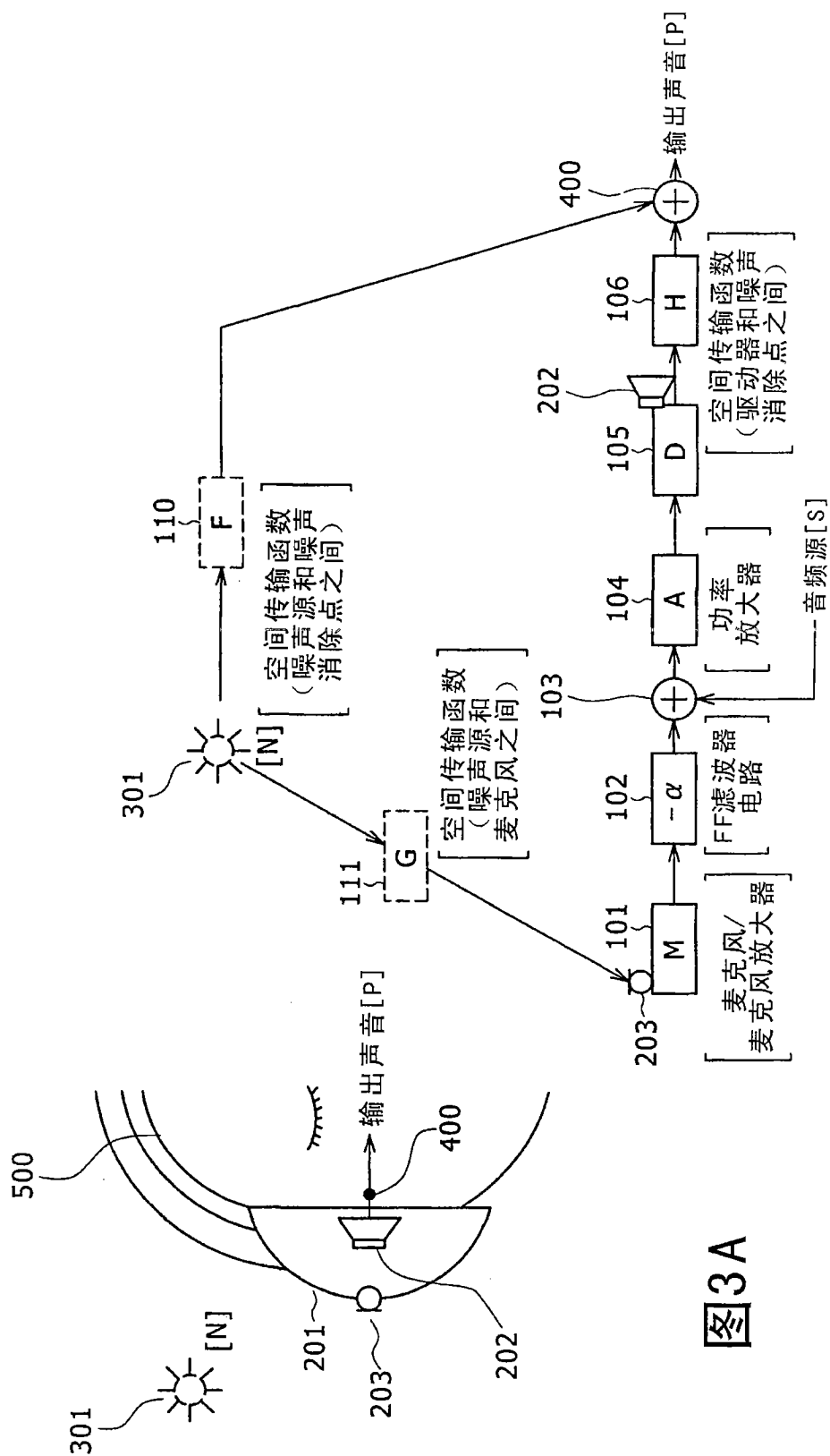


图3B

图3A

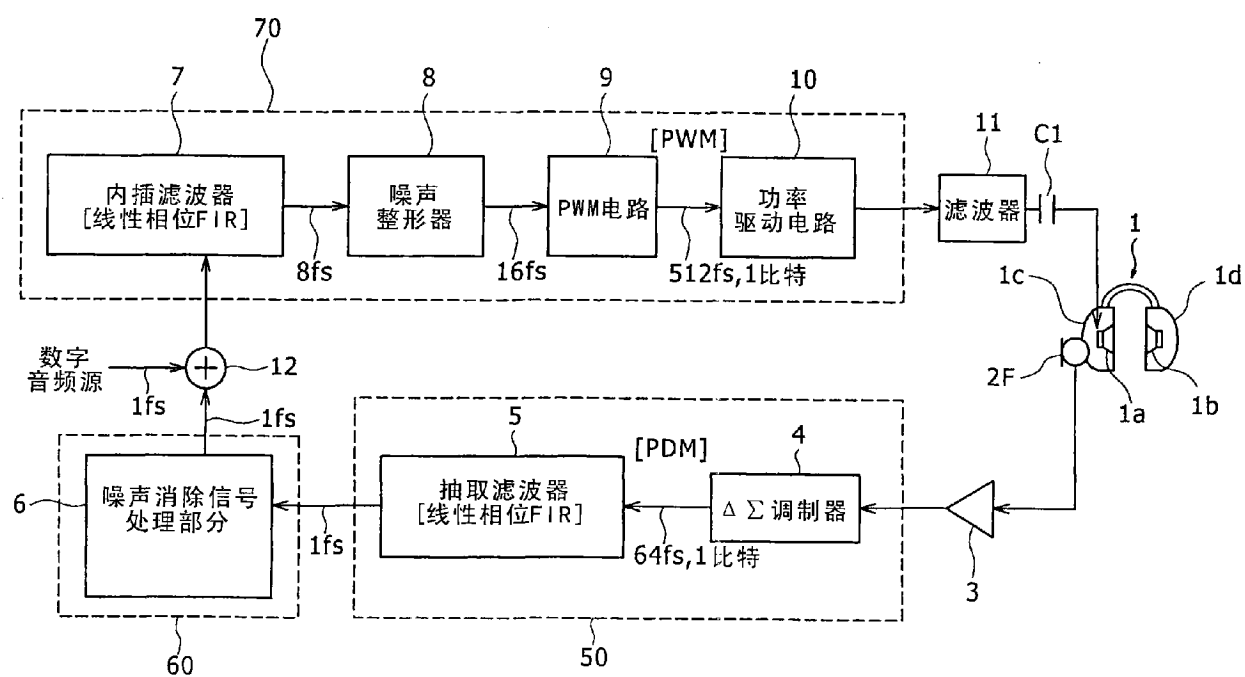


图4

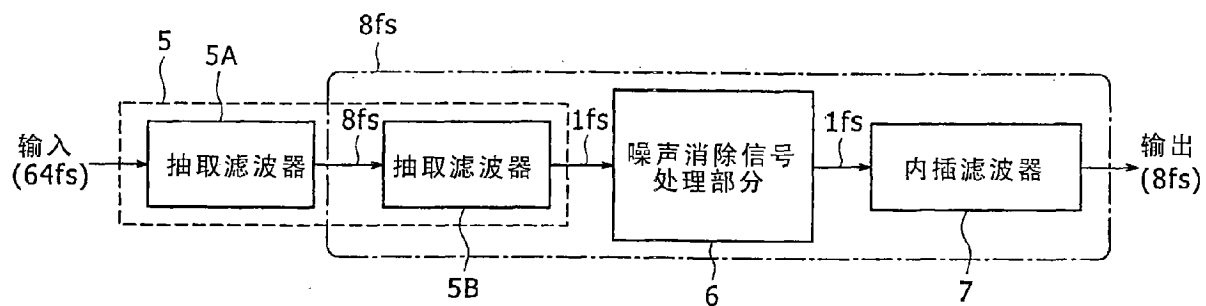


图5A

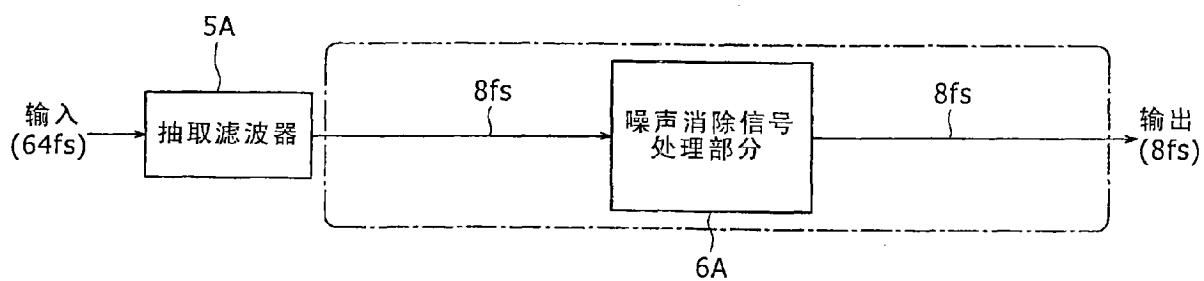
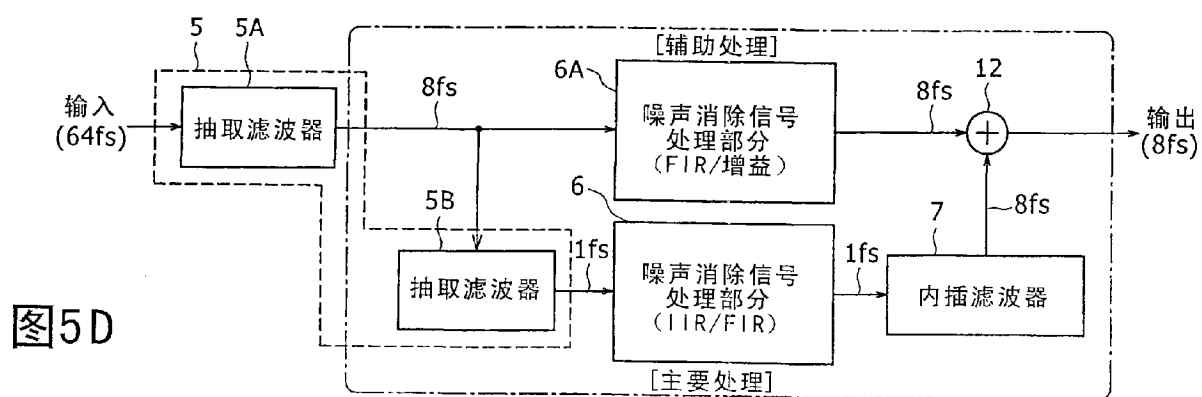
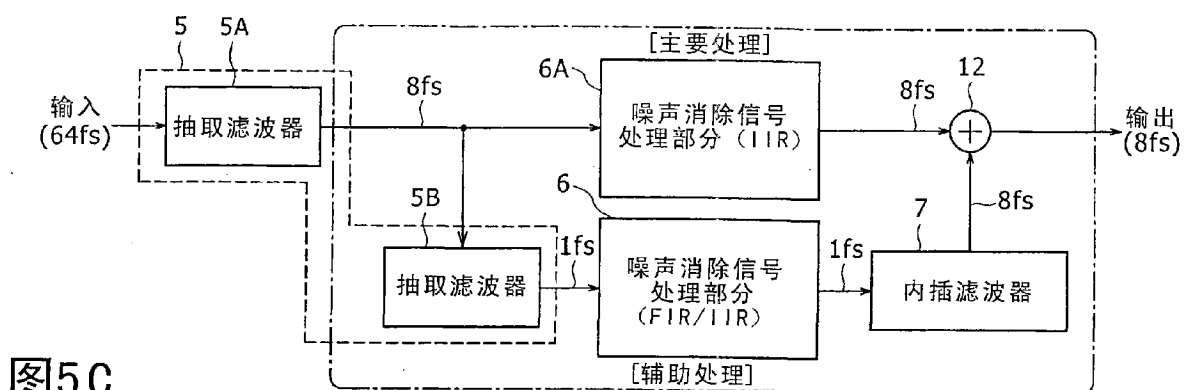
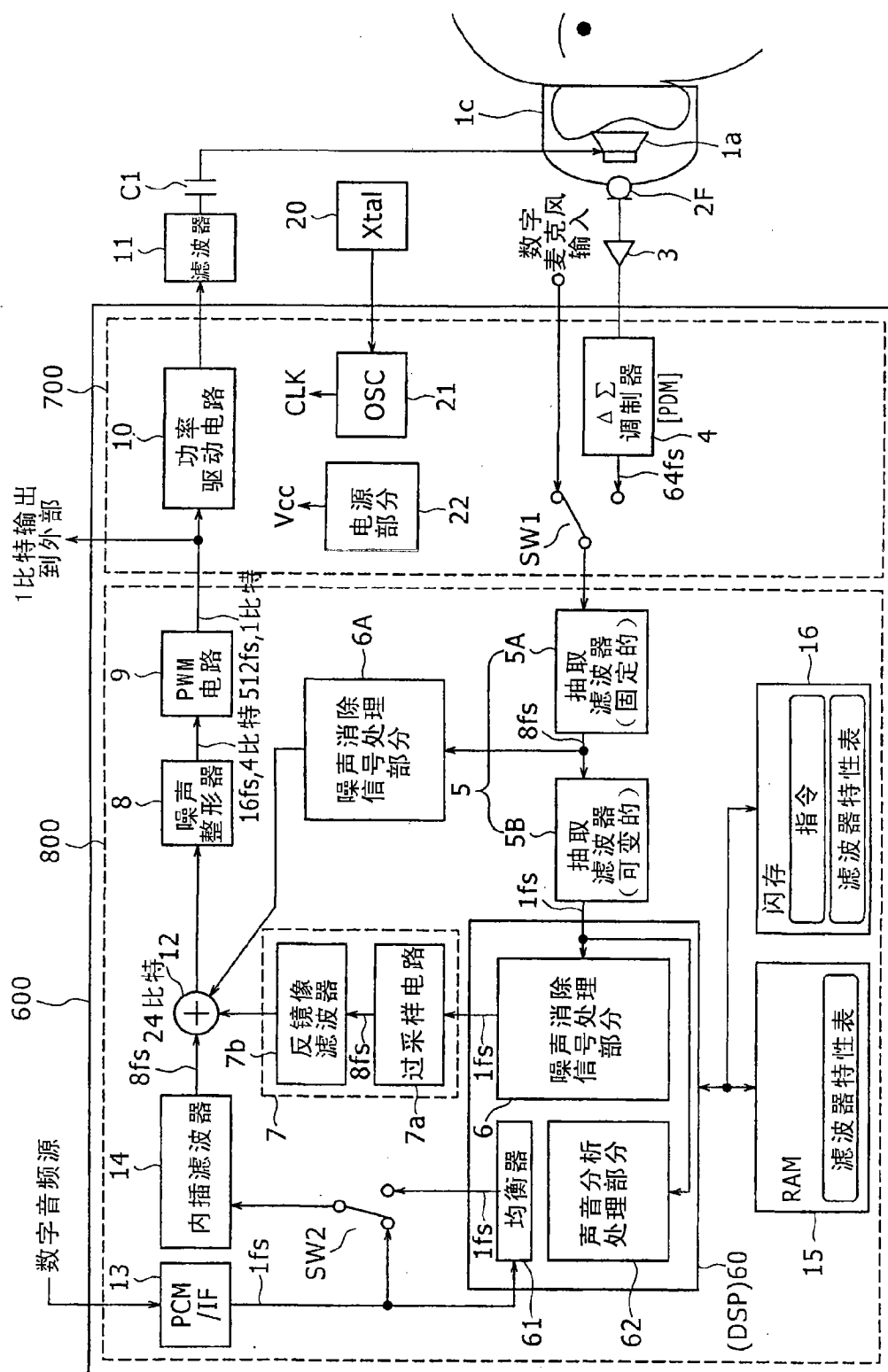


图5B





6
圖

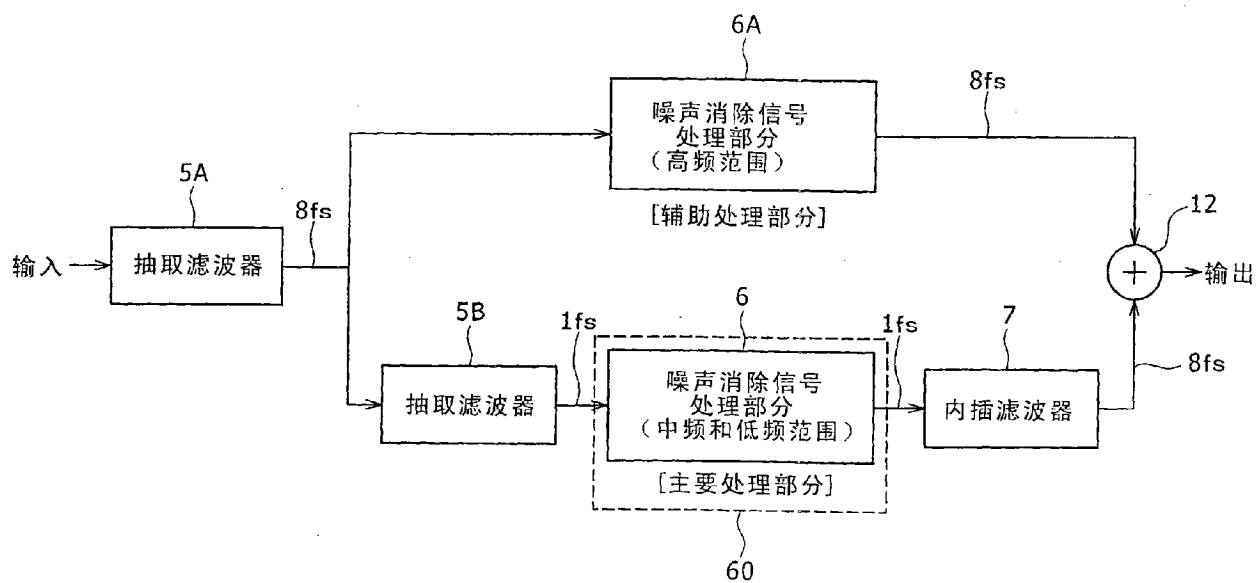


图7

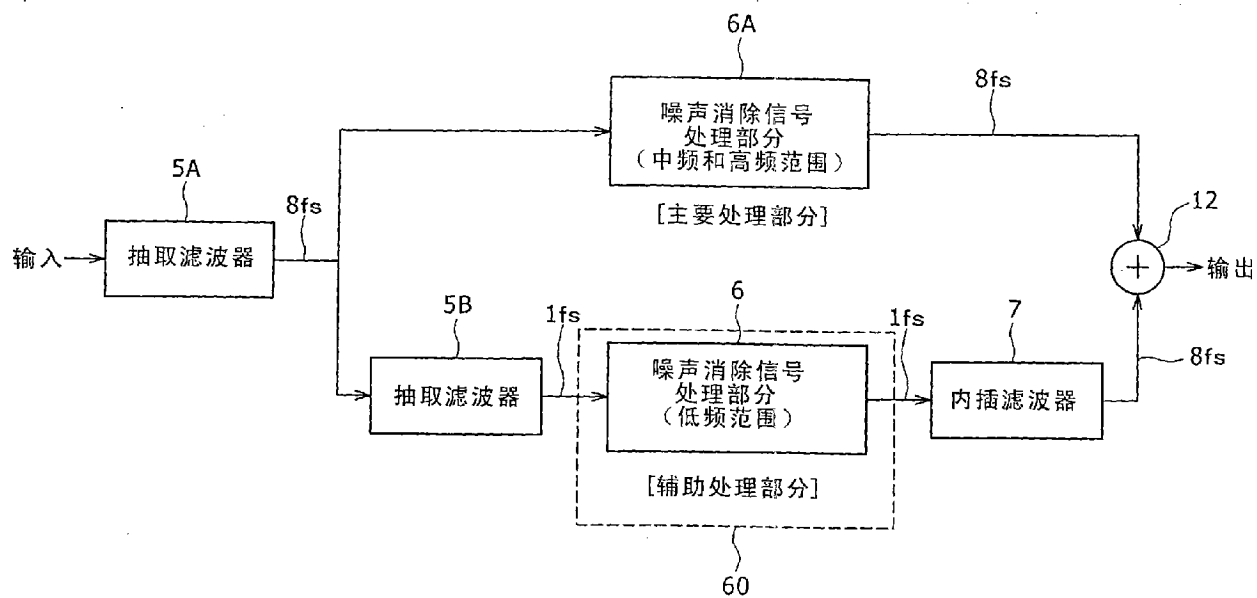


图8

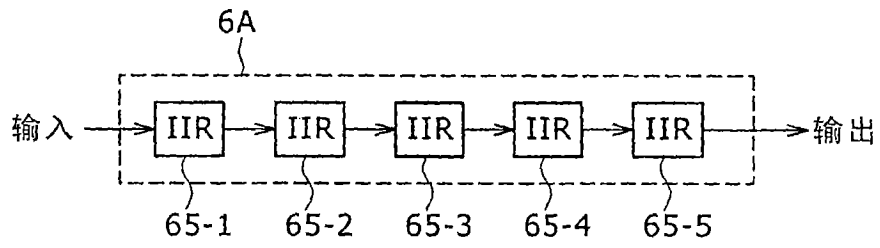


图9

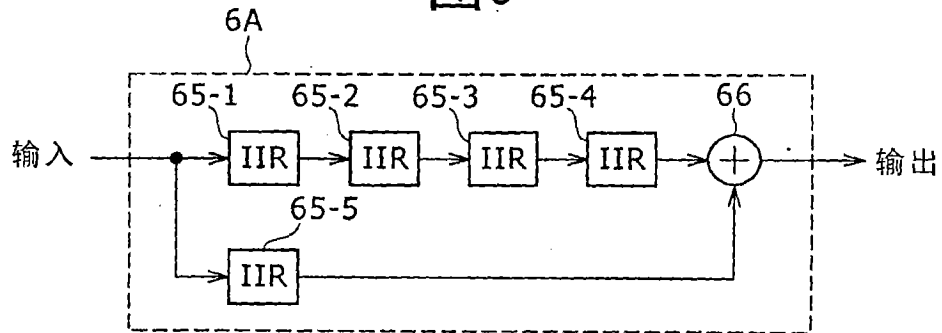


图10

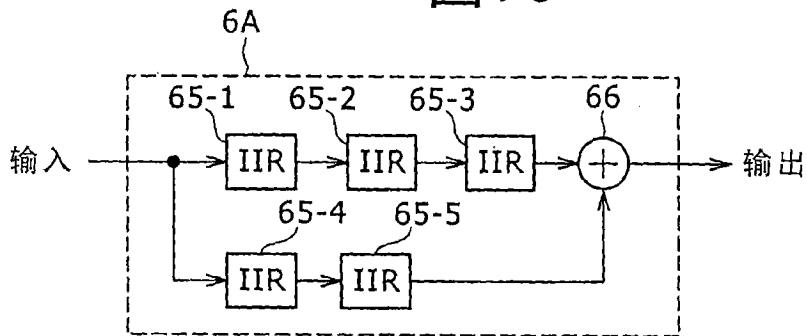


图11

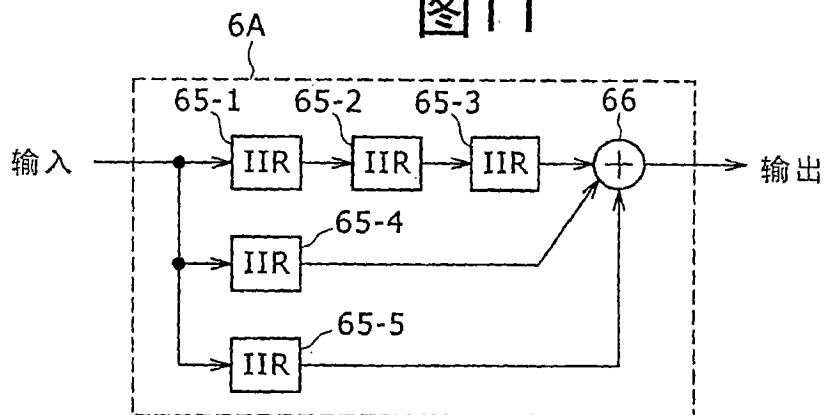
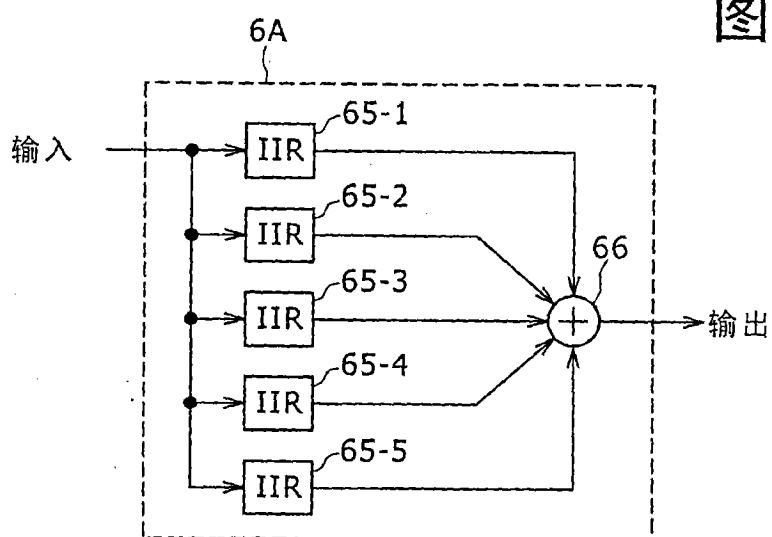
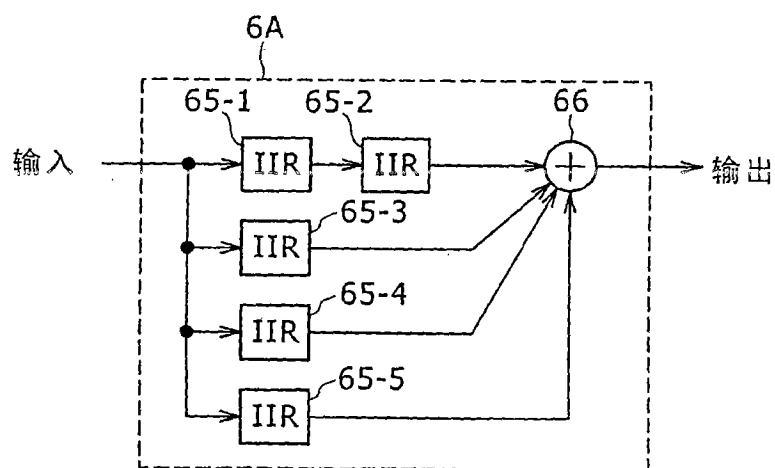
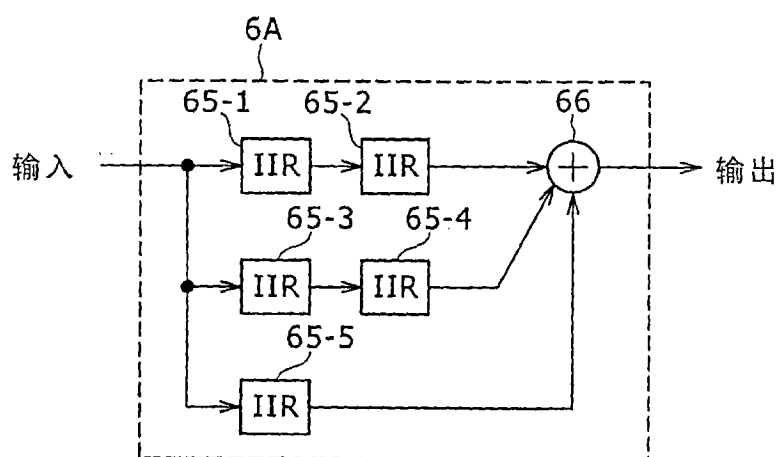


图12



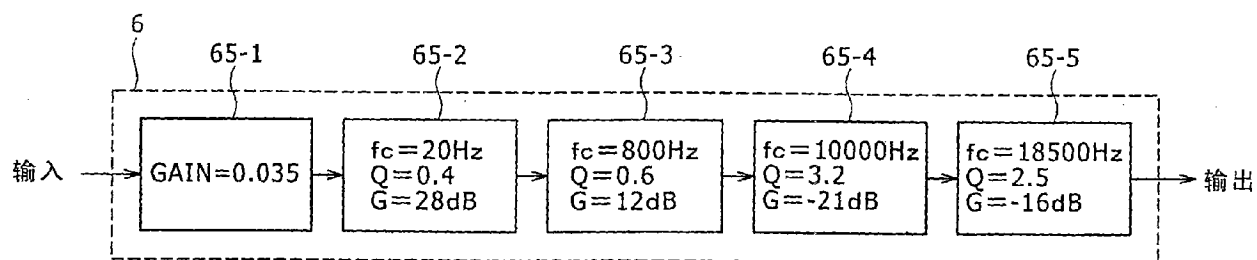
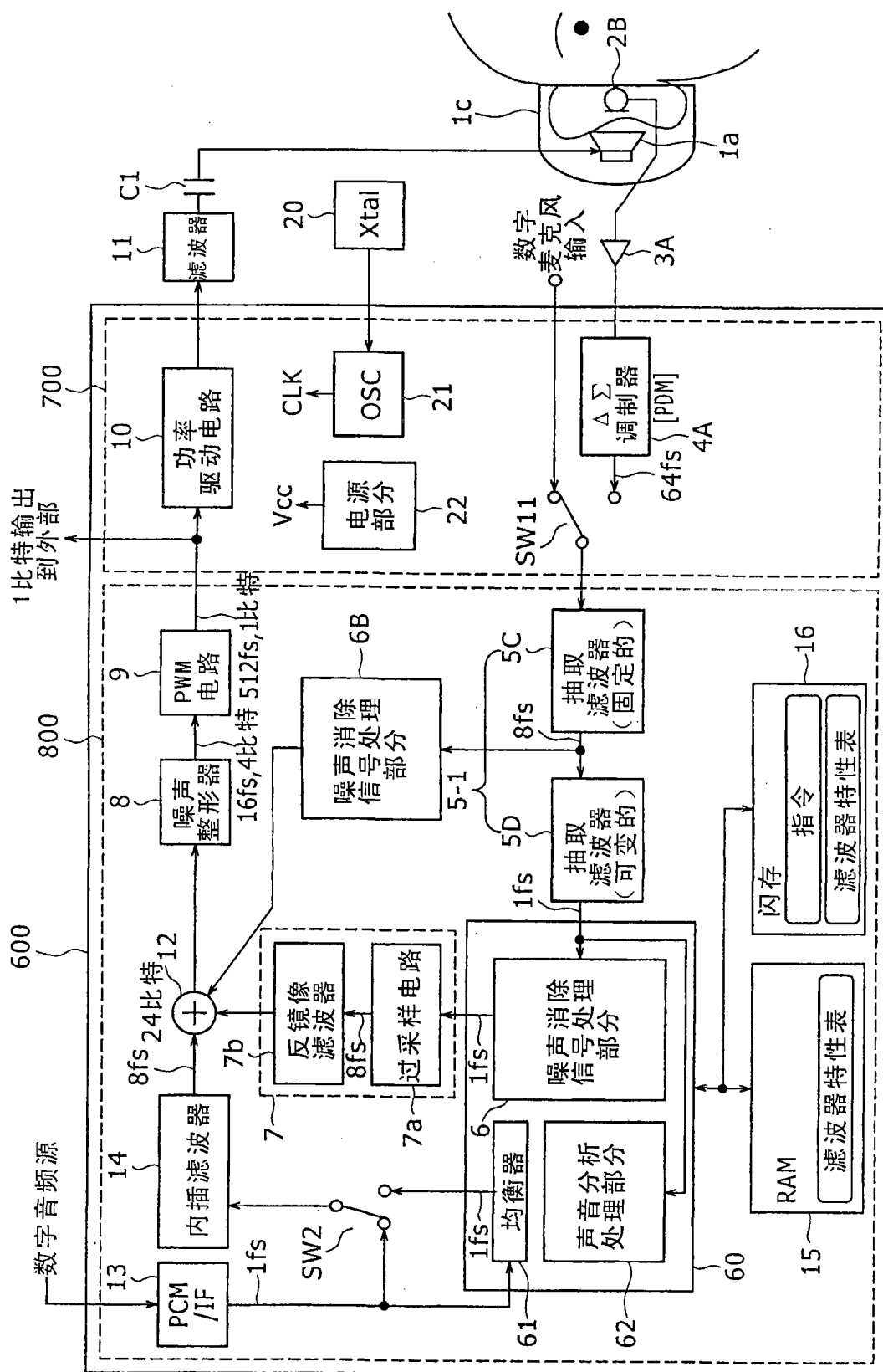


图16



17

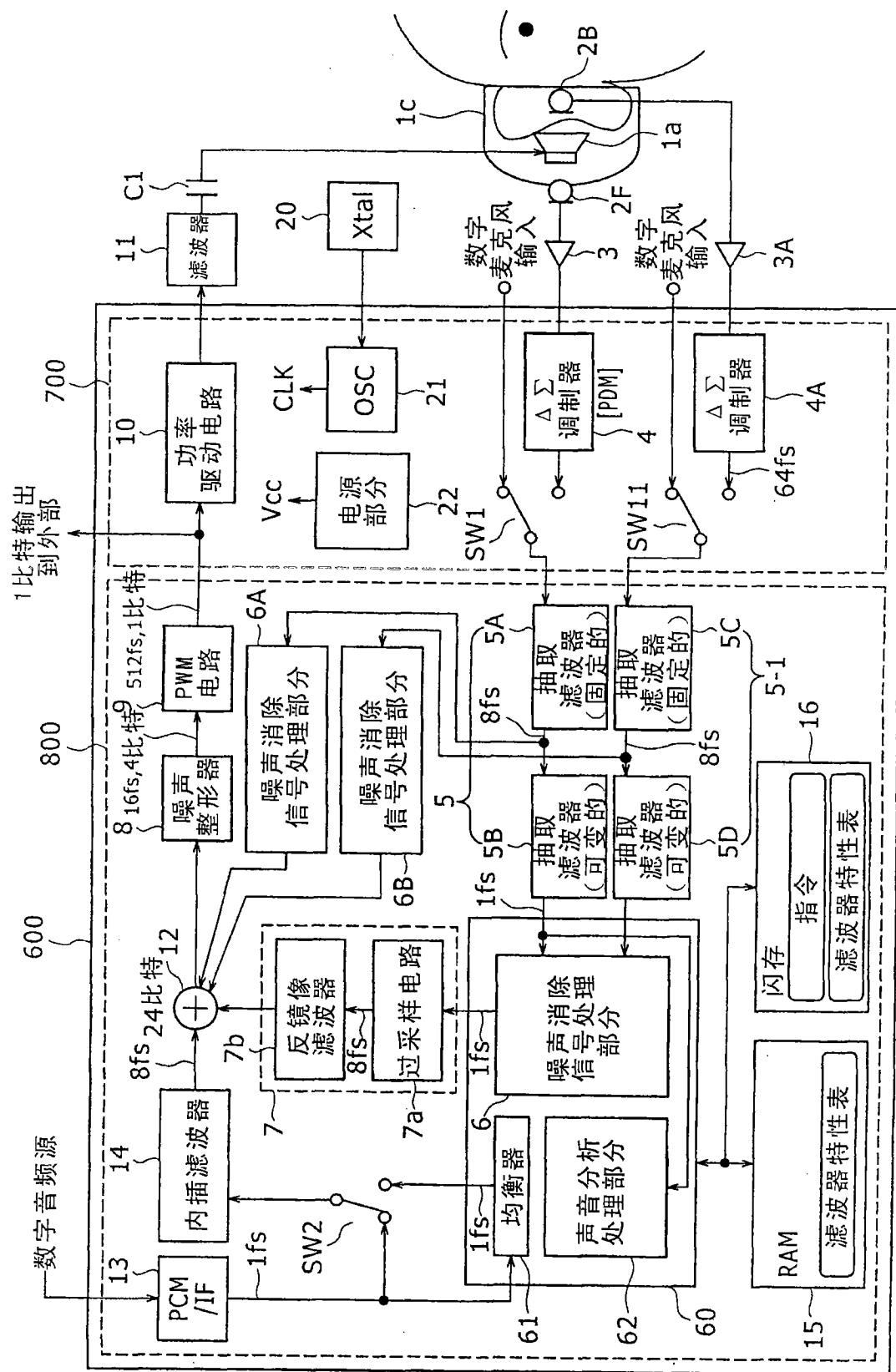


图18

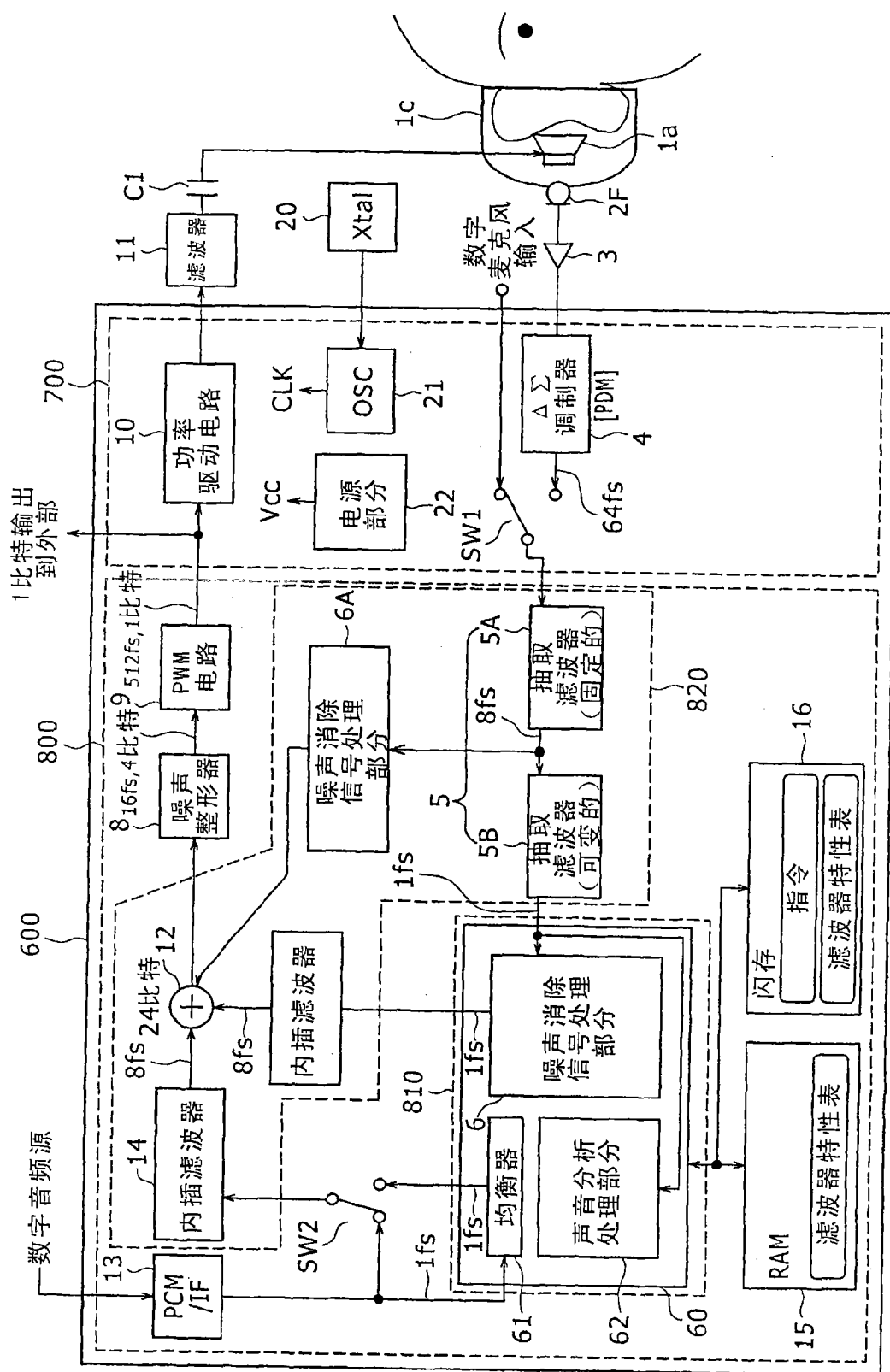
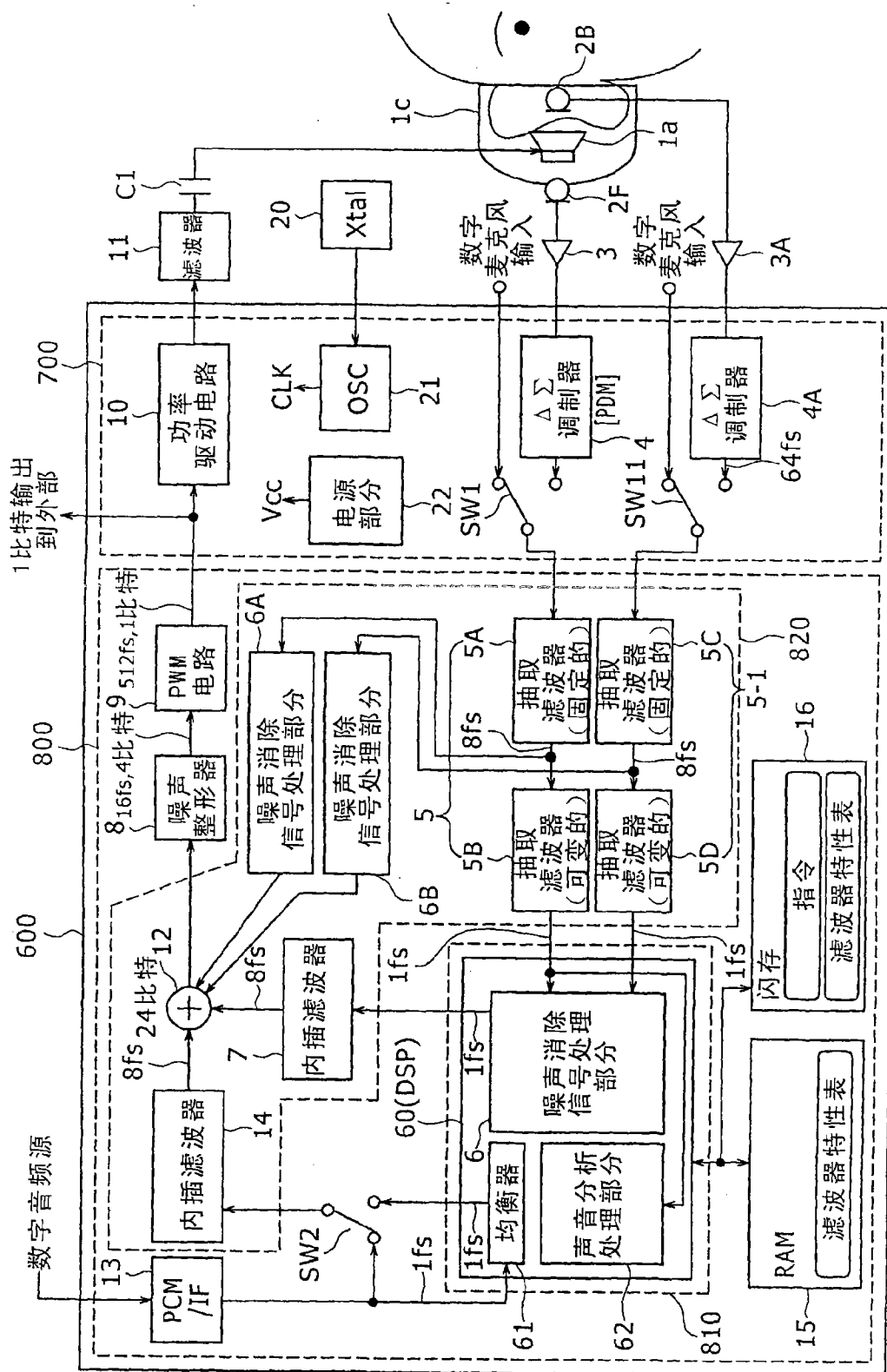


图19



20

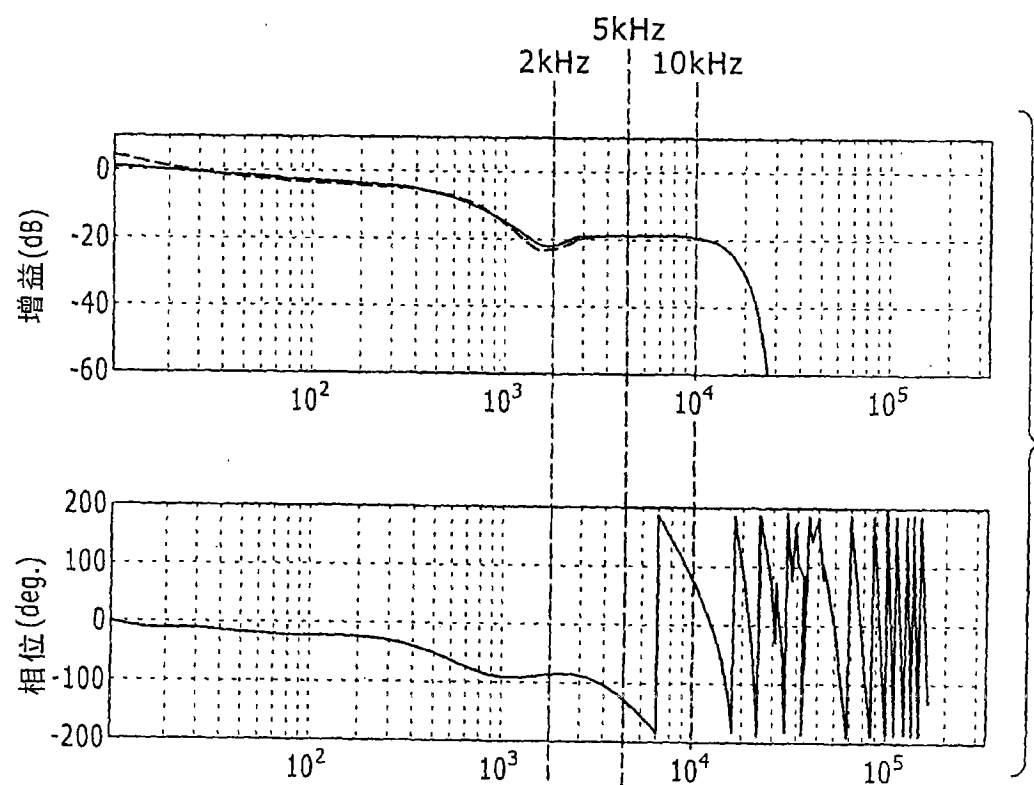


图21A

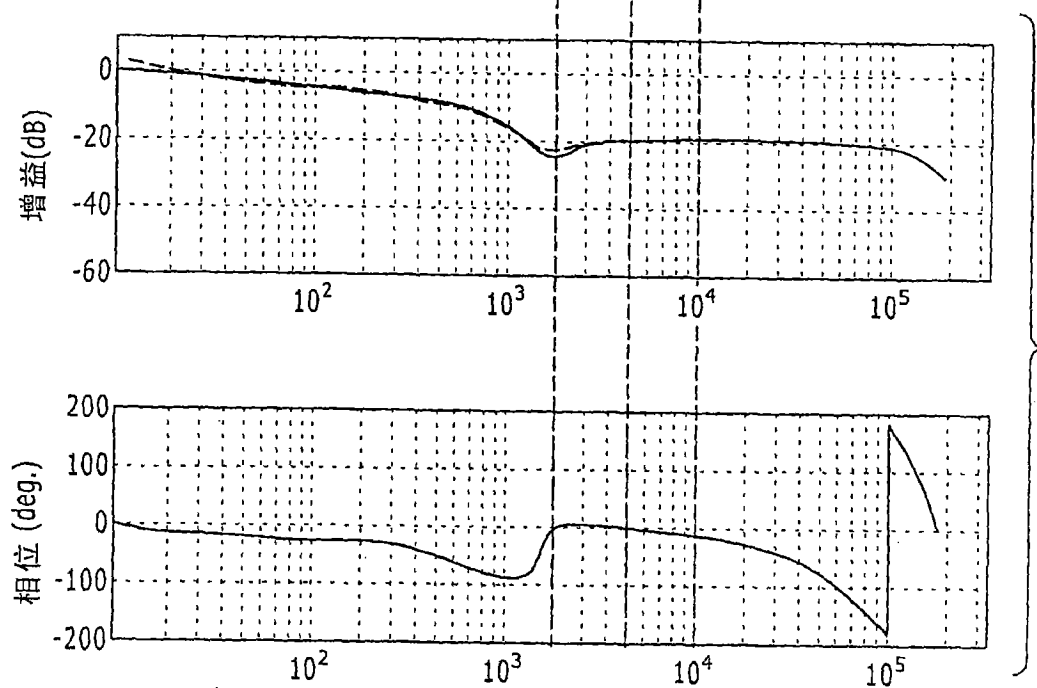


图21B

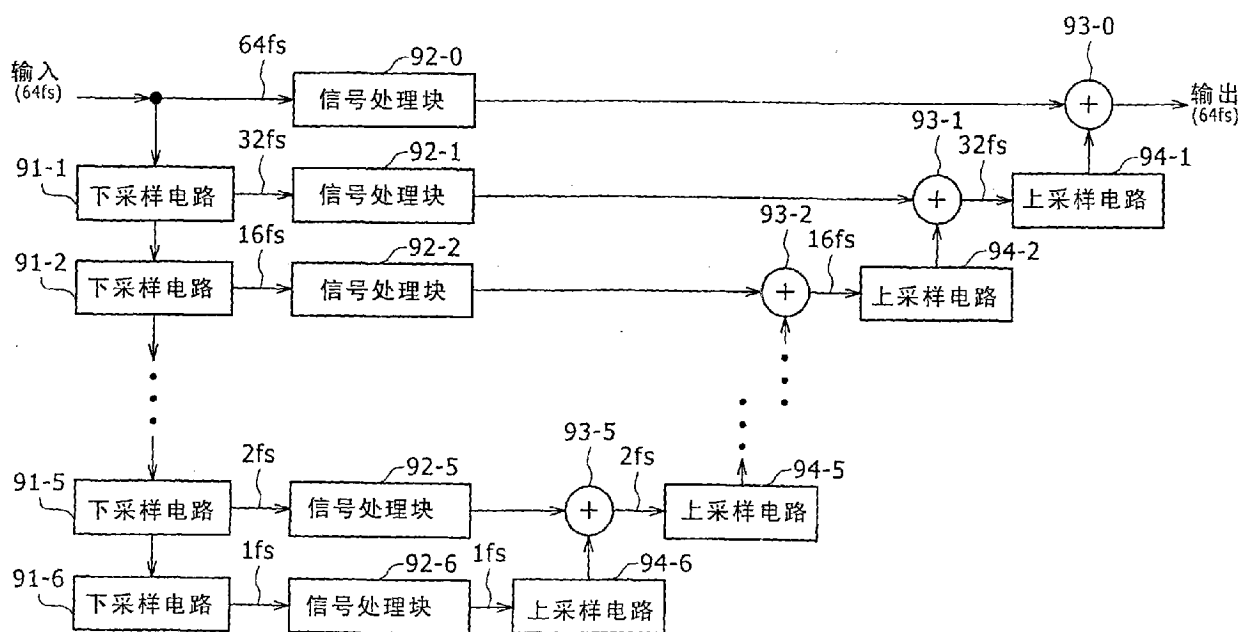


图22