



(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 111566934 B

(45) 授权公告日 2024. 04. 09

(21) 申请号 201880084913.2

(22) 申请日 2018.10.31

(65) 同一申请的已公布的文献号
申请公布号 CN 111566934 A

(43) 申请公布日 2020.08.21

(30) 优先权数据
62/579809 2017.10.31 US

(85) PCT国际申请进入国家阶段日
2020.06.30

(86) PCT国际申请的申请数据
PCT/US2018/058574 2018.10.31

(87) PCT国际申请的公布数据
W02019/089845 EN 2019.05.09

(73) 专利权人 谷歌有限责任公司
地址 美国加利福尼亚州

(72) 发明人 J.K.波尔森 T.索尔蒙森
A.A.米拉尼 M.米勒

(74) 专利代理机构 中原信达知识产权代理有限
责任公司 11219
专利代理师 周亚荣 邓聪惠

(51) Int.Cl.
H03H 17/06 (2006.01)
H03H 17/02 (2006.01)

(56) 对比文件
CN 101257729 A, 2008.09.03
CN 101740023 A, 2010.06.16
CN 103597542 A, 2014.02.19
CN 104040888 A, 2014.09.10
CN 107112003 A, 2017.08.29

审查员 鲍威尔

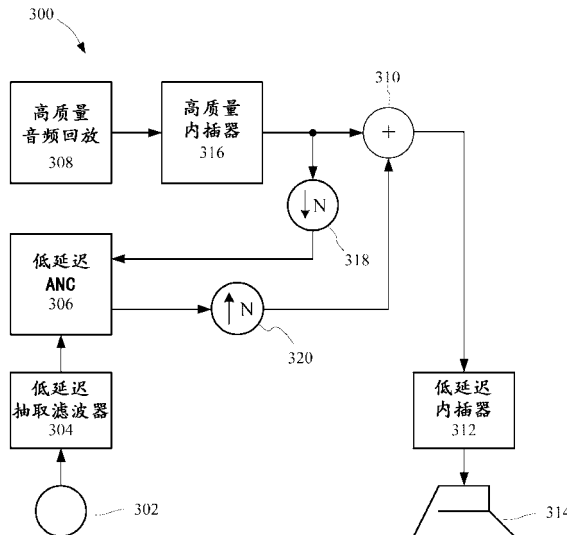
权利要求书2页 说明书11页 附图22页

(54) 发明名称

低延迟抽取滤波器和内插器滤波器

(57) 摘要

一种用于低等待时间自适应噪声消除的系统和方法包括:音频传感器,其用于感测环境噪声并生成噪声信号;音频处理路径,其用于接收音频信号、通过内插滤波器处理音频信号,以及生成具有第一采样频率的主音频信号;自适应噪声消除处理器,其用于接收噪声信号并生成抗噪声信号;直接内插器,其用于接收抗噪声信号并生成具有第一采样频率的抗噪声信号;以及限幅器,其用于提供限幅来减少抗噪声信号中的位数;加法器,其可操作以组合主音频信号和抗噪声信号并生成组合的输出信号;以及低等待时间滤波器,其用于处理组合的输出信号。



1. 一种用于数字信号处理的系统,包括:
 - 音频传感器,其被配置以感测环境噪声且生成噪声信号;
 - 音频处理路径,其被配置以接收音频信号,通过内插滤波器处理所述音频信号,并且生成具有第一采样频率的主音频信号;
 - 自适应噪声消除处理器,其被配置以接收所述噪声信号且生成对应的抗噪声信号;
 - 直接内插器,其被配置以接收所述抗噪声信号且在未对混叠信号进行滤波的情况下生成具有所述第一采样频率的上采样抗噪声信号;
 - 加法器,其被配置以接收并组合所述主音频信号与所述上采样抗噪声信号且生成组合的输出信号;以及
 - 低等待时间滤波器,其被配置以处理所述组合的输出信号以滤出所述混叠信号。
2. 根据权利要求1所述的系统,其中所述低等待时间滤波器包括多个滤波器,其各自以不同的采样频率执行滤波。
3. 根据权利要求2所述的系统,其中所述低等待时间滤波器包括以级联布置设置的多个格波滤波器,其中所述多个格波滤波器中的每个处理不同频带。
4. 根据权利要求3所述的系统,其中所述采样频率在每个连续滤波器中以整数步长增加。
5. 根据权利要求3所述的系统,其中所述格波滤波器包括多个延迟元件;并且其中通过对多个滤波器进行交错来实现以输出采样频率的直接采样。
6. 根据权利要求5所述的系统,其中N个延迟元件被提供在反射器区段中,并且一个路径延迟 $N/2$ 个延迟元件,并且另一路径直接连接到输入信号;并且其中N是指数为2的正整数序列。
7. 根据权利要求3所述的系统,其中每个格波滤波器包括两个路径,所述两个路径包括:一个路径,其包括多个反射器元件,其中每个反射器元件被延迟N个单位延迟,其中N是大于1的整数;以及一个路径,其延迟M个延迟元件,其中M是大于1的整数。
8. 根据权利要求1所述的系统,其中所述自适应噪声消除处理器还被配置以通过使用滤波-X最小均方过程计算滤波器系数来导出所述抗噪声信号。
9. 根据权利要求1所述的系统,其中所述直接内插器包括:符号扩展级,其被配置以扩展所述抗噪声信号的最高有效位以避免溢出;以及限幅器,其被配置以提供限幅以减少所述上采样抗噪声信号中的位的数量。
10. 根据权利要求1所述的系统,进一步包括:
 - 抽取滤波器,其被配置以将所述主音频信号下采样到第二采样频率;
 - 其中所述上采样抗噪声信号从所述第二采样频率被上采样。
11. 一种用于数字信号处理的系统,包括:
 - 音频处理路径,其被配置以接收和处理具有第一采样频率的过采样主音频信号;
 - 自适应噪声消除路径,其包括:抽取滤波器,其被配置以将所述主音频信号下采样到第二采样频率;自适应噪声消除处理器,其被配置以接收所述主音频信号和以所述第二采样频率的噪声信号并生成具有所述第二采样频率的抗噪声信号;以及内插器,其被配置以在未对混叠信号进行滤波的情况下将所述抗噪声信号上采样到所述第一采样频率;以及
 - 加法器,其被配置以组合所述抗噪声信号和以所述第一采样频率的所述主音频信号;

以及

低等待时间滤波器,其被配置以处理组合的抗噪声信号和主音频信号以滤出所述混叠信号;

其中所述抽取滤波器包括第一格波滤波器,并且所述内插器包括第二格波滤波器,所述第二格波滤波器具有分别具有N个延迟元件和M个延迟元件的两个路径。

12.根据权利要求11所述的系统,其中所述第一格波滤波器包括:

第一路径,其包括多个反射器元件,其中每个反射器元件被延迟N个延迟元件,其中N是大于二的整数;以及

第二路径,其被延迟M个延迟元件,其中M是大于二的整数。

13.根据权利要求11所述的系统,其还包括麦克风,所述麦克风被配置以感测环境噪声且生成对应电信号;以及低延迟抽取滤波器,其用于以所述第二采样频率生成所述噪声信号。

14.根据权利要求11所述的系统,其还包括过采样内插滤波器,所述过采样内插滤波器具有与所述第一采样频率匹配的输入和输出采样频率;以及

其中所述过采样内插滤波器被配置以去除由所述自适应噪声消除路径中的所述内插器生成的混叠信号。

15.根据权利要求11所述的系统,其中所述第一格波滤波器和所述第二格波滤波器各自包括多级格波滤波器结构,其中每个级将操作采样速率以因子二改变。

16.根据权利要求15所述的系统,其中所述抽取滤波器和内插器各自包括:符号扩展级,其被配置以扩展所接收信号的最高有效位以避免溢出;和限幅器,其被配置以提供限幅以减少输出位的数量。

17.一种用于数字信号处理的方法,包括

感测环境噪声并生成噪声信号;

通过内插滤波器处理音频信号以生成具有第一采样频率的主音频信号;

从所述噪声信号生成具有第二采样频率的抗噪声信号;

直接内插所述抗噪声信号以在没有对混叠信号进行滤波的情况下生成具有所述第一采样频率的上采样抗噪声信号;

组合所述主音频信号和所述上采样抗噪声信号以产生组合的输出信号;以及

通过低等待时间滤波器处理所述组合的输出信号以滤出所述混叠信号。

18.根据权利要求17所述的方法,其中滤波包括应用以级联布置设置的多个格波滤波器,其中所述多个格波滤波器中的每个处理在每个连续滤波器中连续改变的不同采样频率。

19.根据权利要求17所述的方法,其中直接内插包括扩展所述抗噪声信号的最高有效位以避免溢出,以及限幅以减少所述上采样抗噪声信号中的输出位的数量。

20.根据权利要求17所述的方法,其还包括抽取所述主音频信号以将所述主音频信号下采样到所述第二采样频率;并且其中从所述噪声信号生成具有所述第二采样频率的所述抗噪声信号还包括分析下采样主音频信号。

21.根据权利要求17所述的方法,其中从所述噪声信号生成具有所述第二采样频率的所述抗噪声信号包括使用滤波-X最小均方过程来计算滤波器系数。

低延迟抽取滤波器和内插器滤波器

[0001] 相关申请的交叉引用

[0002] 本申请要求2017年10月31日提交的美国临时专利申请号62/579,809的权益和优先权,所述申请通过引用以其整体特此并入。

技术领域

[0003] 本申请总体上涉及用于数字信号处理的系统和方法,并且更特别地涉及例如自适应噪声消除系统中的采样速率转换。

背景技术

[0004] 数字信号到适合于各种数字部件和过程的不同采样速率的转换是众所周知的。例如,数字信号处理系统通常使用不同的采样速率,所述采样速率取决于期望的信号质量、所需的带宽、等待时间要求、处理经济性、可用的硅面积和其他考虑。在音频处理系统中,可以使用不同的采样速率来实现低等待时间和高性能。例如,在数字自适应噪声消除(ANC)系统中,可以以不同的采样速率执行音频处理和ANC处理,从而允许ANC系统的增加的带宽(参见,例如,“Understanding Active Noise Cancellation”,Colin H. Hansen,ISBN 0415231922)。

[0005] 然而,在使用过采样转换器结构的系统中组合具有均匀延迟的信号方面存在问题。一种解决方案是在模拟域中执行处理,由此避开与数字过采样处理相关联的延迟问题。然而,这通常将具有在宽频率范围内适配的有限能力,并且其他解决方案遭受有限的频率分辨率和不期望的噪声的有限衰减。此外,这些解决方案通常对部件和实现方式相关的改变敏感。鉴于前述内容,存在对用于使用过采样转换器结构的自适应噪声消除处理的改进的系统和方法的持续需要。

发明内容

[0006] 本文中公开了用于提供低等待时间自适应噪声消除(ANC)的系统和方法。在各种实施例中,系统包括:音频传感器,其可操作以感测环境噪声以及生成噪声信号;音频处理路径,其可操作以接收音频信号,通过内插滤波器处理音频信号,并且生成具有第一采样频率的主音频信号;自适应噪声消除处理器,其可操作以接收噪声信号且生成对应的抗噪声信号;直接内插器,其可操作以接收抗噪声信号且生成具有第一采样频率的上采样抗噪声信号,直接内插器包括符号扩展级,其可操作以扩展抗噪声信号的最高有效位以避免溢出;以及限幅器,其可操作以提供限幅以减少上采样抗噪声信号中的位的数量;加法器,其可操作以接收并组合主音频信号与上采样抗噪声信号且生成组合的输出信号;以及低等待时间滤波器,其可操作以处理组合的输出信号。

[0007] 在一些实施例中,低等待时间滤波器包括多个滤波器,每个滤波器以不同的采样频率执行滤波。低等待时间滤波器可以包括以级联布置设置的多个格波滤波器,其中多个格波滤波器中的每个处理不同的频带。在一些实施例中,在每个连续滤波器中以整数步长

增加采样频率。格波滤波器可以包括多个延迟元件,并且可以通过对多个滤波器进行交错来实现以特定输出采样频率的直接采样。在一个实现方式中, N 个延迟元件被提供在反射器区段(双端口适配器)中,并且一个路径被延迟 $N/2$ 个延迟元件,并且另一个路径被直接连接到输入信号,其中 N 等于指数为二的正整数序列。在另一实现方式中,格波滤波器包括两个路径,所述两个路径包括:一个路径,其包括多个反射器元件,其中每个反射器元件被延迟 N 个单位延迟,其中 N 是大于一的整数;以及一个路径,其延迟 M 个延迟元件,其中 M 是大于一的整数。在一些实施例中,自适应噪声消除处理器还可操作以由自适应消除处理器导出抗噪声信号,其中滤波器系数通过在时域或频域中操作的滤波- X 最小均方过程来计算。

[0008] 在各种实施例中,系统包括:音频处理路径,其可操作以接收和处理具有第一采样频率的主音频信号;自适应噪声消除路径,其包括抽取滤波器,所述抽取滤波器可操作以将主音频信号下采样到第二采样频率;自适应噪声消除处理器,其可操作以接收主音频信号和以第二采样频率的噪声信号并生成具有第二采样频率的抗噪声信号;以及内插器,其可操作以将抗噪声信号上采样到第一采样频率;以及加法器,其可操作来以第一采样频率组合抗噪声信号和主音频信号。抽取滤波器和内插器各自包括多个滤波器,其可操作来以对应的多个采样频率执行滤波。

[0009] 在一些实施例中,自适应噪声消除路径和音频处理路径中的每个包括过采样格波滤波器,所述过采样格波滤波器包括布置成实现均匀延迟的多个延迟元件。系统还可以包括:麦克风,其可操作以感测环境噪声且生成对应电信号;以及低延迟抽取滤波器,其用于以第二采样频率生成噪声信号。系统还可以包括过采样内插滤波器,其具有与第一采样频率匹配的输入和输出采样频率,且可操作以去除由自适应噪声消除路径中的内插器生成的混叠图像。在一些实施例中,多个滤波器中的每个包括多级格波滤波器结构,其中每个级将操作采样速率以因子二改变。抽取滤波器和内插器可各自包括:符号扩展级,其可操作以扩展所接收信号的最高有效位以避免溢出;和限幅器,其可操作以提供限幅以减少输出位的数量。

[0010] 在各种实施例中,方法包括感测环境噪声并生成噪声信号,通过内插滤波器处理音频信号以生成具有第一采样频率的主音频信号,从噪声信号生成具有第二采样频率的抗噪声信号,直接内插抗噪信号以生成具有第一采样频率的上采样抗噪声信号,其中直接内插包括扩展抗噪声信号的最高有效位以避免溢出,以及将ANC参考乘以等于内插因子的增益因子,以及限幅以减少上采样抗噪声信号中的输出位的数量,组合主音频信号和上采样抗噪声信号以产生组合的输出信号;以及通过低等待时间滤波器处理组合的输出信号。

[0011] 在一些实施例中,方法还包括应用以级联布置设置的多个格波滤波器,其中多个格波滤波器中的每个处理在每个连续滤波器中连续改变的不同采样频率。应用多个格波滤波器可以包括应用多个延迟元件。以特定输出采样频率的直接采样可以通过使多个滤波器交错来实现。在各种实施例中,抽取主音频信号以将主音频信号下采样到第二采样频率,并且从噪声信号生成具有第二采样频率的抗噪声信号还可以包括分析下采样主音频信号。在一些实施例中,方法包括从噪声信号生成具有第二采样频率的抗噪声信号包括使用滤波- X 最小均方过程来计算滤波器系数。

[0012] 本发明的范围由权利要求限定,所述权利要求通过引用并入本部分中。通过考虑一个或多个实施例的后面的详细描述,本领域技术人员将被提供对本发明的实施例的更完

整的理解,以及其附加优点的实现。将对附图的附页进行参考,这些附图将首先被简要描述。

附图说明

[0013] 参考以下附图和后面的详细描述,可以更好地理解本公开的各方面及其优点。应当理解,相同的参考标号用于标识在一个或多个附图中图示的相同的元件,其中,附图中的示出是为了图示本公开的实施例的目的,而不是为了限制本公开的实施例的目的。附图中的部件不一定按比例,而是将重点放在清楚地图示本公开的原理上。

[0014] 图1是根据一个或多个实施例的自适应噪声消除系统的第一示例。

[0015] 图2是根据一个或多个实施例的自适应噪声消除系统的第二示例。

[0016] 图3是根据一个或多个实施例的自适应噪声消除系统的第三示例。

[0017] 图4是根据一个或多个实施例的使用过采样内插滤波器的类似于图3的自适应噪声消除系统的示例。

[0018] 图5图示了根据一个或多个实施例的八倍过采样内插或抽取滤波器的拓扑结构。

[0019] 图6A和6B图示了假设采样频率为3072kHz的图5的过采样滤波器的频率响应和群延迟。

[0020] 图7图示了根据一个或多个实施例的四倍过采样内插或抽取滤波器的拓扑结构。

[0021] 图8A和8B图示了假设采样频率为3072kHz的根据一个或多个实施例的图7的过采样滤波器的频率响应和群延迟。

[0022] 图9图示了根据一个或多个实施例的二倍过采样内插或抽取滤波器的拓扑结构。

[0023] 图10A和10B图示了假设采样频率为3072kHz的根据一个或多个实施例的图9的过采样滤波器的频率响应和群延迟。

[0024] 图11图示了根据一个或多个实施例的过采样滤波器的拓扑结构。

[0025] 图12A和12B图示了假设采样频率为3072kHz的根据一个或多个实施例的图11的过采样内插器的频率响应和群延迟。

[0026] 图13A、13B和13C图示了假设采样频率为3072kHz的根据一个或多个实施例的图4的滤波器链的组的频率响应。

[0027] 图13D和13E图示了假设采样频率为3072kHz的根据一个或多个实施例的图4的滤波器链的总体群延迟。

[0028] 图14图示了根据一个或多个实施例的抽取滤波器。

[0029] 图15图示了假设采样频率为3072kHz的根据一个或多个实施例的滤波器群延迟的测量结果。

[0030] 图16A、16B和16C图示了根据一个或多个实施例的用于执行输出的符号扩展和饱和的抽取滤波器和逻辑。

[0031] 图17A、17B和17C图示了根据一个或多个实施例的用于执行输出的符号扩展和饱和的内插器和逻辑。

[0032] 图18图示了根据一个或多个实施例的广义的过采样滤波器拓扑结构。

[0033] 图19A-B图示了根据一个或多个实施例的使用格波滤波器结构的抽取和内插。

[0034] 图20A-B图示了根据一个或多个实施例的格波滤波器的单个区段和示例实现方

式。

[0035] 图21图示了根据一个或多个实施例的具有多个延迟元件和多个全通滤波器的过采样抽取滤波器/内插器。

[0036] 图22图示了根据一个或多个实施例的具有多个延迟元件和多个全通滤波器的过采样抽取滤波器/内插器。

具体实施方式

[0037] 根据本公开的各种实施例,公开了用于在自适应噪声消除滤波器中实现低等待时间和高质量音频输出的系统和方法。

[0038] 在多种应用中使用噪声消除和噪声降低技术来改善噪声环境中的用户体验。在一种方法中,收听设备(诸如头戴式耳机、头戴式受话器或耳塞式耳机)包括用于获取环境噪声的一个或多个音频传感器和用于生成抗噪声信号以消除或降低针对用户的环境噪声的自适应噪声消除处理电路。期望的是所生成的抗噪声信号等于噪声干扰的反相(由此消除噪声),而期望的音频(诸如来自高保真音频源的回放)被提供有最小干扰。为了获得期望的环境噪声的衰减,ANC系统被设计用于所接收的噪声信号的低等待时间处理,以生成相对于原始噪声信号具有最小相移的反相输出信号,以获得宽的噪声消除带宽。在许多收听环境中,具有大约10 μ s的等待时间的反馈信号可以用于获得大约20kHz的噪声降低带宽,其中实际获得的带宽取决于噪声消除系统和实际声学系统的拓扑结构。

[0039] 本公开的各种实施例针对在高质量音频回放系统中使用过采样转换器的噪声消除系统。在一个实施例中, Δ - Σ 模数转换器(ADC)和数模转换器(DAC)用于音频信号处理。与奈奎斯特采样速率转换器相比, Δ - Σ 转换器利用较高的采样速率,并且通常较便宜来实现,因为它们在模拟信号分量中需要较小的精度。因此,从成本和处理二者的角度,通常有利的是以高于奈奎斯特准则所要求的采样速率来执行噪声消除,并且这可以用于获得较宽的噪声消除带宽。

[0040] 多速率信号处理的一个复杂化是增加等待时间的可能性。在ANC系统中,期望的是为有源噪声处理系统提供时间准确的参考,所测量的噪声(不期望的信号)和高保真音频(期望的信号)二者,以便生成与待消除的环境噪声同相的抗噪声信号。在一些实施例中,已知对系数改变的低灵敏度的格波滤波器用于获得不需要乘法的简化滤波器解决方案。为了获得低等待时间,期望低滤波器阶数,但是这可能具有对带外信号的衰减较低的不利性质,这对于期望良好带外衰减的高质量音频信号可能是问题。

[0041] 现在将参考图1描述根据本公开的实施例的用于执行自适应噪声消除(ANC)的系统100。系统100可以在噪声消除头戴式耳机、耳塞式耳机或感测来自环境的噪声并生成噪声消除信号的其他系统中实现。系统100包括至少一个麦克风102或其他音频传感器以感测来自一个或多个噪声源的环境噪声以及生成表示所感测噪声的对应电信号。在各种实施例中,至少一个麦克风102可以被布置在前馈、反馈或组合的前馈/反馈ANC系统中。麦克风102的输出可以是数字过采样位流(例如来自单个位数字麦克风的输出)、或提供给前置放大器和 Δ - Σ 转换器(单个位或多个位)以产生数字过采样音频信号的模拟信号。数字音频信号由低延迟抽取滤波器104(诸如多级格波滤波器)抽取到较低采样速率以用于输入到低延迟ANC处理器106。

[0042] 低延迟ANC处理器106生成对应于由麦克风102感测的环境噪声的抗噪声信号。ANC处理器106还从高质量音频回放处理器108接收时间准确的音频回放信号,其被用作音频参考信号。在各种实施例中,ANC处理器106使用内部滤波器节点的时间或频率更新来自适应地对来自麦克风信号的环境噪声进行滤波,麦克风信号还可以包括通过扬声器114播放的期望音频。例如,ANC处理器106可实现滤波-x最小均方(FXLMS)算法以自适应地修改滤波器系数以滤出环境噪声。为了获得低等待时间,经常使用有限脉冲响应(FIR)拓扑结构,而通常在频域中执行滤波器更新以获得快速自适应,即使在噪声的功率谱之间存在显著扩展时。这使得即使在能量含量显著小于任何主节点的频率下通过在频域中分离信号而实现快速自适应。可以使用逆频率变换来将适配的权重变换回到时域。

[0043] 音频回放处理器108生成用于通过音频输出(诸如扬声器114)回放的期望音频信号(在本文中也被称为主音频信号)。期望的音频信号可以从源文件(例如,记录的音乐或电影文件)生成,或者从另一个源(诸如近端麦克风或从IP系统上的语音中的远端麦克风接收的音频信号)输出。期望的音频信号与由ANC处理器106输出的抗噪声信号通过加法器110组合。使用低等待时间内插器112对这些信号的总计输出进行滤波和上变频,并将其输出到扬声器114(有时称为接收器)。

[0044] 将领会,为了简单起见,一些标准部件未在图1中示出,例如,麦克风前置放大器、在MEMS麦克风中的可能的麦克风高电压泵、低噪声电源单元、扬声器放大器、电源和系统100的其他部件。这些部件是本领域技术人员已知的,并且将被包括在各种实际的系统实现方式中,但是为了清楚地示出处理路径,这里已经省略了这些部件。

[0045] 在系统100的各种实施例中,高保真音频信号和ANC输出信号二者都以相同的低采样速率(例如,192kHz)表示,并且因此二者经受相同的低保真内插滤波器——假设在处理路径中的低等待时间是设计目标。虽然有可能增加处理采样速率,但是这将显著增加设计的功耗和物理尺寸。因此,期望同时能够组合用于音频回放的高质量内插滤波器和用于ANC处理的低等待时间滤波器路径(在本文中也被称为自适应噪声消除路径)。这可以如在图2的实施例中示出的那样来实现,其图示用于执行自适应噪声消除(ANC)的系统200的部件。

[0046] 系统200包括麦克风202、低延迟抽取滤波器204和用于接收噪声信号并生成抗噪声信号的低延迟ANC处理器206。抗噪声信号被提供给低等待时间内插器212以产生抗噪声信号218,以由加法器210与高质量音频信号(在本文中也被称为主音频信号)组合。高质量音频由高质量音频回放208提供给ANC处理器206以用作ANC参考信号。如所图示,高质量音频信号和噪声信号处于适合于高效ANC处理的相同的低采样速率(例如,192kHz)。高质量内插器216(对于系统要求而言,“高质量”意味着具有足够的动态范围、衰减等)增加用于输出到扬声器214的高质量音频信号的采样速率,并且向高质量音频信号处理路径添加了等待时间。因为ANC处理器206使用音频输出的时间准确的音频参考,所以(从框208和206输出的)两个信号的不同信号处理路径经历不同的信号处理路径(即分别通过滤波器212和216),这在内部群延迟中创建差,导致ANC处理单元中的少于最佳适应。框212和216之间的不同等待时间将导致信号异相,这降低了噪声消除的性能。因此,关于图1的系统的问题不能通过简单地将来自高保真质量内插器216和低等待时间内插滤波器212的输出相加来解决。因此,系统100和系统200二者均不在提供用于ANC信号的低延迟路径和用于参考音频信号的高保真信号路径二者的同时解决ANC系统的时间准确参考的问题。

[0047] 在提供用于ANC信号的低延迟路径和用于参考音频信号的高保真信号路径二者的同时提供用于ANC系统的时间准确参考的系统300的实施例在图3中图示。麦克风302、低延迟抽取滤波器304、低延迟ANC处理器306、高质量音频回放处理器308、高质量内插器316和扬声器314可以如在先前所讨论的图1以及2中图示的那样实现。高质量音频回放处理器308生成高质量音频信号,该高质量音频信号被馈送到高质量内插器316(即,高保真内插滤波器)。为了避免高功耗、过度复杂度或延迟的差异的问题,高质量内插滤波器的这种高保真过采样输出被在不滤波的情况下操作的抽取滤波器318以因子N抽取(即,每N个样本进行选择)。滤波(例如,抗混叠)不是必需的,因为带外信号由高质量内插器316去除并且信号带宽因此不改变。ANC处理器306输出信号(抗噪声信号)被直接以因子N上采样到内插器320中的较高频率以匹配高质量音频信号的频率。在一个实施例中,通过在每个原始样本之间插入等于0的N-1个本来将输出信号上采样到较高频率。该操作将引入原始噪声信号的多个镜像混叠。抗噪声信号由加法器310与高保真过采样输出组合,并且组合的输出信号被发送到低延迟内插器312。

[0048] 在此实施例中,低延迟内插器312是过采样内插器,其在N倍的初始音频输出的较高采样速率下操作,并且去除将来自ANC处理器306的直接内插的信号输出的混叠图像,而原始过采样高保真过采样音频信号将不改变地通过,这是由于已经由高质量内插器去除了混叠图像。过采样内插器312可以通过在每个滤波器区段内添加额外的延迟元件来实现,即,每个滤波器区段包括N、N/2、N/4等倍数的原始延迟元件以获得与在N、N/2、N/4倍的较低采样频率下操作的原始滤波器配置相同的频率响应。此外,该滤波器配置解决了实际的实现方式问题,因为滤波器元件以原始采样速率的N倍的高得多的采样速率被更新,由此实现滤波器的最佳群延迟。在这种情况下,可以在不引入由于实际的寄存器传递级实现方式的额外延迟的情况下获得理论性能,所述实际寄存器传递级实现方式通常可以在具有不同采样速率(即,差分采样频率)的系统之间传递值时给出延迟。除了格波滤波器之外的其他滤波器配置可以用于在图3中示出的一般解决方案中,并且任何解决方案不应限于这些。

[0049] 在各种实施例中,过采样内插滤波器具有相同的输入和输出采样频率,并且还可以用作低等待时间抽取滤波器,以及由此还通过减小输入路径延迟来降低等待时间。它本质上是具有非常低的延迟和宽带宽的低通滤波器,并且可能为高保真应用添加第二抽取路径。

[0050] 对于各种实现方式,可通过首先设计具有可从带外衰减观点来看理想的响应的滤波器来优化滤波器,并且然后通过调整系数以改进滤波器的输出处的实际信噪比(SNR)来进一步优化滤波器,由此将所使用的 Δ - Σ 转换器的实际噪声成形纳入考虑。此外,在实际实现方式中,这些系数可以被离散化以去除乘法,因此显著地降低硅面积、成本和功耗。

[0051] 现在将参考图4来描述过采样滤波器实现方式400的实施例。如先前所讨论的,为了在数字ANC反馈环路中获得低等待时间、低功率、低硅面积和高性能,可以有利的是以不同采样速率执行音频和ANC处理。在所图示的实施例中,以3.072MHz速率对音频信号进行采样,并且在较低192kHz速率下对ANC处理进行采样,但将领会,可根据系统要求使用其他采样速率。音频处理本身可以以与ANC(192kHz)相同的速率或以较低的速率(例如,48kHz)来执行。然而,当使用过采样转换器结构时,在利用均匀延迟组合这些信号方面存在问题。虽然抽取路径可以单独地执行,但是在利用均匀延迟将ANC处理和音频路径组合在一起时可

能存在问题。如果内插路径已经被优化以用于低等待时间,那么将不存在来自音频路径的带外镜像图像的许多衰减,并且类似地,如果对等待时间作出损害以改进音频路径,那么带宽和ANC性能受损。

[0052] 为了获得音频信号和ANC抗噪声信号的高音频质量和低均匀路径延迟二者,图4的实施例包括以实现两个路径的均匀延迟的拓扑结构的过采样内插器。如所图示,高质量音频输入信号以48kHz采样,并且由半频带滤波器(区段S1及S2)上采样到192kHz。内插滤波器416是高质量内插器,其去除混叠镜像图像并且将信号以因子16上采样到3.072MHz的输出音频采样速率。在音频处理路径中对音频信号进行滤波,并且以过采样输出频率(3.072MHz)执行音频信号和抗噪声信号的组合。在该实施例中,同时实现短ANC延迟和充足的音频镜像衰减。在各种实施例中,音频路径在原始路径之后(即,在与抗噪声信号的组合之后)被滤波,并且这可以导致最高频率的轻微衰减和带外噪声的进一步减少。通过ANC过采样内插器的音频信号的不期望的带内衰减可以通过在信号的上采样发生之前完成的小均衡来校正。在各种实施例中,低延迟格波滤波器用于过采样内插滤波器以最小化环路中的等待时间。过采样内插滤波器可与用于ANC的噪声信号路径中的抽取的轻微修改一起使用以也确保此路径中的低等待时间,即,使用具有与过采样内插器类似的结构过采样抽取滤波器处理从麦克风到抽取输出的数字信号。

[0053] 在所图示实施例中,ANC处理以192kHz采样速率执行。通过抽取滤波器418将音频信号以因子 $N=16$ 抽取(即,每第16个样本进行拉出),以生成用于ANC处理的192kHz参考信号。ANC处理器406输出192kHz抗噪声信号,通过内插器420将其以因子 $N=16$ 上采样,以产生由加法器410与音频信号组合的3.072MHz抗噪声信号。在实际的实现方式中,在内插器420之后可以包括乘法器,以确保来自区段S3和框420的低频能量水平是匹配的。该乘法器未在图4中示出。乘法器通常将由位的简单移位(例如,针对乘以16移位4次)组成。因此,内插器420将不仅由在样本之间插入零组成,而且还将每个输出样本乘以与内插速率相同的因子。在一个实施例中,内插的抗噪声信号包括多个混叠图像,因为信号在没有滤波的情况下被内插。接着,过采样内插滤波器412(区段S5、S6、S7、S8)从组合的信号去除带外图像,同时允许音频信号在通带中不被滤波地通过。过采样内插滤波器412中的每个具有不同数量的内部延迟(例如,8、4、2、1),这使得滤波器以不同的速度运行以逐步地去除带外图像。这样,ANC信号和音频信号将在所有频率处具有相同的群延迟,以及由此实现高质量噪声抑制。

[0054] 本领域技术人员将领会,本文中所公开的实施例提供优于常规系统的许多优点。这些实施例实现低的和良好控制的等待时间、ANC和音频路径的独立滤波,并且在求和点之后实现两个路径的相同延迟。

[0055] 在一个实施例中,24个分数位的字长度用于直接连接到常规音频部件,并且使用包括一个溢出位的25个位的内部表示。理论上,可能需要多达两个溢出位,以避免在所有条件下的溢出,但是在实际的实现方式中,一个溢出位可以是足够的。音频部件可以直接连接到滤波器。ANC处理器可以直接连接到滤波器。在一个实施例中,在所有过采样滤波器中将节点X3(在后续图中示出的节点X3)的最低有效位(LSB)设置为零,以避免限制循环。如果在给定所选择的 $\Delta-\Sigma$ 转换器的已经限制的动态范围的情况下仅使用22位(而不是25位),则测试已经示出在SNR中没有显著恶化。将领会,尽管已经在图4中的序列{S5, S6, S7, S8}中图示了滤波器S5至S8,但是由于这些滤波器的过采样的性质,也可以使用这些滤波器的其他

序列。

[0056] 参考图5,现在将描述过采样内插滤波器的拓扑结构的实施例。在该实施例中,诸如在图4的区段S5处的内插滤波器的格波内插滤波器500接收16倍过采样音频信号和抗噪声信号。过采样内插滤波器具有相同的输入和输出采样频率。通过以较高的采样速率操作内插器,有可能去除将由来自ANC处理器的直接内插的信号生成的混叠图像,而原始过采样高保真过采样音频信号将虚拟不变地通过,因为混叠图像已经被去除。过采样内插器以N倍的初始音频输出的较高采样速率操作,并且通过在每个滤波器区段内添加额外的延迟元件来实现,即,每个滤波器区段包括N(在图5中图示)、N/2、N/4等倍数的原始延迟元件以获得与分别以N、N/2、N/4倍的较低采样频率操作的原始滤波器配置相同的频率响应。此外,该滤波器配置解决了实际的实现方式问题,因为滤波器元件以比原始采样速率的N倍高得多的采样速率被更新,由此实现滤波器的最佳群延迟(即,可以获得理论性能)。一个人还可以将该解决方案视为具有每个反射器区段中的一个或两个时间单元的内部延迟的传统格波滤波器的概括,其中通解是用于延迟的任何整数。

[0057] 该滤波器的传递函数可以参考如下的节点方程来导出:

$$\begin{aligned} Y_0 &= X_0 z^{-N} \\ X_1 &= X_0 + X_2 z^{-2N} = X_0 + (X_1 - X_3) z^{-2N} = X_0 + X_1 z^{-2N} - X_3 z^{-2N} \\ X_1 &= (X_0 - X_3 z^{-2N}) / (1 - z^{-2N}) \end{aligned}$$

[0058]

$$\begin{aligned} X_3 &= X_2 z^{-2N} + \gamma X_1 = (X_1 - X_3) z^{-2N} + \gamma X_1 \\ X_3(1 + z^{-2N}) &= (z^{-2N} + \gamma) X_1 = (z^{-2N} + \gamma)(X_0 - X_3 z^{-2N}) / (1 - z^{-2N}) \\ X_3(1 + z^{-2N})(1 - z^{-2N}) + X_3(z^{-2N} + \gamma) z^{-2N} &= (z^{-2N} + \gamma) X_0 \\ X_3 &= (z^{-2N} + \gamma) X_0 / (1 + \gamma z^{-2N}) \end{aligned}$$

[0059] 输出 = $Y_0 + X_3 = X_0 z^{-N} + X_3 = X_0(\gamma + z^{-N} + z^{-2N} + \gamma z^{-3N}) / (1 + \gamma z^{-2N})$

[0060] 对于在图5中图示的滤波器,其中N = 8,

[0061] 输出 = $Y_0 + X_3 = X_0 z^{-8} + X_3 = X_0(\gamma + z^{-8} + z^{-16} + \gamma z^{-24}) / (1 + \gamma z^{-16})$ 。

[0062] γ 的值将确定滤波器截止频率。首先从使阻带中的衰减最大化并使通带中的衰减最小化来找到的 γ 值。然而,可以通过优化来自给定 $\Delta - \Sigma$ 转换器结构的输出的SNR来找到稍微更好的值,因为这也考虑了该转换器的实际噪声成形。在执行此优化之后,获得等于0.346656的 γ 的值。由于格波滤波器的低灵敏度,该值可利用使用以下值的几个加法/移位操作来近似: $\gamma = 1/4 + 1/16 + 1/64 + 1/128$ 。该近似导致使用固定点算术与使用浮点乘法和 γ 的最优值相比,SNR降低小于0.1 dB。以这种方式,可以利用3个加法代替全乘法运算,而移位可以是硬接线的,由此节省大量的硅基板面和功率。在该实现方式中,通过将节点 X_3 输出的最低有效位(LSB)设置为零来故意引入非线性,以避免限制周期问题,从而导致滤波器中的寄生小振幅振荡。图5的八倍过采样内插器的频率响应和群延迟在图6A和6B中分别图示。

[0063] 参考图7,适用于图4的区段S6中的过采样内插器拓扑结构700的实施例被图示。如所图示,格波内插滤波器被过采样四次并且传递函数被计算为(N = 4):

[0064] 输出 = $Y_0 + X_3 = X_0 z^{-4} + X_3 = X_0(\gamma + z^{-4} + z^{-8} + \gamma z^{-12}) / (1 + \gamma z^{-8})$

[0065] 该滤波器表现得像具有以原始采样频率的四倍运行的单位延迟的滤波器,并且允许被过采样四次的信号进行处理。图7的内插器的频率响应和群延迟在图8A和8B中分别图示。

[0066] 参考图9,适于用作图4的滤波器S7的过采样内插器拓扑结构900的实施例被图示。

如所图示,格波内插滤波器被过采样两次,并且传递函数如下计算($N = 2$):

$$[0067] \quad \text{输出} = Y_0 + X_3 = X_0 z^{-2} + X_3 = X_0(\gamma + z^{-2} + z^{-4} + \gamma z^{-6}) / (1 + \gamma z^{-4})$$

[0068] 图9的二倍过采样内插器的频率响应和群延迟分别在图10A和10B中图示。

[0069] 参考图11,适用于图4的区段S8中的过采样内插器拓扑结构1100的实施例被图示。如所图示,最终的格波内插滤波器是直接滤波器(即,没有过采样),并且传递函数被计算为($N = 1$):

$$[0070] \quad \text{输出} = Y_0 + X_3 = X_0 z^{-1} + X_3 = X_0(\gamma + z^{-1} + z^{-2} + \gamma z^{-3}) / (1 + \gamma z^{-2})$$

[0071] 图11的直接内插器的频率响应和群延迟分别在图12A和12B中图示。

[0072] 整个滤波器链(即,图4的区段S5-S8)的组合的响应在图13A-E中图示。图13A-C图示了各种音频频带处的总体频率响应。图13D-E图示了通过整个滤波器链的总体群延迟,假定采样频率为3072kHz。参考图13E,可以看出,在实施例中,音频频带0-20kHz内的群延迟变化可在4.87至4.99 μ s(14.95至15.34个输入样本)之间变化或小于3%。

[0073] 参考图14,现在将描述用作抽取滤波器的示例滤波器布置1400。在此实施例中,本公开的低等待时间过采样内插滤波器用作过采样抽取滤波器。与内插滤波器的一个区别在于输出以因子16被抽取。该图示出了示例配置,其中信号采取不同的路径以确保维持低等待时间和高质量音频的组合。在各种实施例中,有可能通过以 $N=1$ 实现所有区段以及使用多级多速率信号处理来实现具有几乎相同等待时间但较低栅极计数的抽取滤波器,其中每一级将采样速率以因子2减小(即,以3072、1536、768和384kHz运行区段)或以较低频率(例如,1536或768kHz)运行过采样抽取滤波器,因为大多数延迟发生在具有大量内部延迟的区段中。类似地,如果允许非常轻微地损害高质量音频,则有可能以比最终输出更低的频率执行音频和ANC信号的求和,例如,以具有3072kHz的最终输出的1536kHz,以及由此获得显著较低的栅极计数和较低的功耗。此外,可能设计多级多速率内插器,其中每个级使用相同的($N = 1$)低延迟格波滤波器将信号以因子2上采样。这具有较低栅极计数的优点,但由于实际实现方式中的区段之间的轻微延迟而具有稍微较高的延迟。

[0074] 参考图15,现在将描述根据本公开的实施例的群延迟的测量结果。群延迟可使用单个正弦波(例如,以1kHz音调)或使用多个正弦波(例如,在1-95kHz的范围内)来测量。为了分析单个正弦波的群延迟,可以对过采样的正弦波(1kHz,采样频率3072kHz)的输入和输出进行简单的绘图。可以准备计算机程序以将输入正弦波与输出进行比较,诸如通过使用图象变比函数进行手动比较以在图上放大。可替代地,可以使用使用频率的带(例如,1-95kHz,每个音调间隔1kHz)的程序准确地计算群延迟并且使用频谱方法(例如,输入和输出数据的相位的估计)来计算群延迟。将原始输入与输出进行比较,并且可以作为频率的函数来提供群延迟。可以通过对输入和输出数据执行快速傅里叶变换(FFT)并减去这些值来获得作为频率的函数的相位。为了避免相位混叠的问题,可以在用于群延迟的计算之前对相位 ϕ 进行展开。群延迟 ΔT 可以根据 $\Delta T = -\phi / (2\pi f)$ 来计算,其中 f 是频率。

[0075] 参考图16A-C,现在将描述抽取滤波器的实施例。图16A图示了被布置为从模数转换器接收数字音频输入并且以因子为2的降低的采样速率输出音频信号的抽取滤波器1600。所图示实施例示出了在执行抽取以避免在处理期间内部溢出的问题时包括的附加部件。第一级1602在图16B中图示并且包括符号扩展到22位,即扩展最高有效位(MSB)以避免溢出并将最低位设置为零,以充当来自转换器的有限位数量与滤波器中使用的内部精度之

间的接口。抽取滤波器1600被布置为类似于图11的内插器，除了两个处理路径(Y_0 和 X_0)可以以输入采样速率的一半来计算，以降低功耗。在节点X2之后的双延迟 Z^{-2} 甚至可以使用以输入采样速率的一半更新的单个延迟元件来实现，以节省寄存器空间和功率。在所图示实施例中，抽取滤波器1600的所有节点是22位，包括2个溢出位和20个小数位。在一个实施例中， γ_1 的值= $1/4+1/16+1/64+1/128$ ，并且用于无乘法拓扑结构。末级包括限幅器1604(在图16C中图示)其提供硬限幅并生成20位输出。限幅器通过检查三个最高位是否相等来工作。如果是这种情况，则将原始较低位直接复制到输出。然而，如果三个较高位不全部相同，那么已检测到溢出条件且所有较低位将为MSB的反相值，以表示可能具有二进制补码表示法的最极端值。可以选择溢出位的数量的其他值。

[0076] 参考图17A-C，现在将描述内插器的实施例。图17A图示了被布置为从自适应噪声消除处理器接收数字音频输入以输出具有以因子二的较高采样速率的音频信号的内插器1700。所图示的实施例示出当执行内插以避免在处理期间的溢出的问题时包括的附加部件。第一级1702(在本文中也被称为符号扩展级)在图17B中图示且包括到22位的符号扩展(即，扩展MSB并将最低位设置为零)。在所图示实施例中，内插器1700的所有节点都是22位，包括2个溢出位和20个小数位。在一个实施例中， γ_1 的值= $1/4+1/16+1/64+1/128$ ，并且在无乘法实现方式中使用。末级包括限幅器1704(在图17C中图示并且类似于图16C)提供硬限幅并生成20位输出。

[0077] 参考图18，根据一个或多个实施例，图示了一般化过采样的格波滤波器拓扑结构1800。如所图示，一般化的滤波器拓扑结构1800示出了具有内部的多个延迟元件(延迟 N 、 $2N$)的结构(双端口适配器)。在操作中，过采样滤波器包括 xN 延迟元件(例如， $2x$ 、 $4x$ 、 $8x$ 、 $16x$ 等)，并且滤波器以比奈奎斯特采样准则所需的频率更高的频率运行。输入流被感知为在较低频率下进入的许多流，并且信号通过这些延迟“出现气泡”。例如，为了以两倍的原始预期采样速率来处理信号，滤波器可以包括两倍的延迟并且以两倍的速率运行。作为递归系统，信号围绕系统旋转，从而允许滤波器由于额外的延迟而处理过采样信号。在各种实施例中，可以扩展本文中公开的概念以包括延迟(M 、 N)并且可以使用(N 、 $2N$)，其中 M 和 N 是任意正整数。换句话说，这类似于多相IIR滤波器来工作。

[0078] 现在将参考图19-22来描述各种实现方式实施例。图19A图示了使用格波滤波器结构的抽取滤波器1900。图19B图示了使用格波滤波器结构的内插器1950。如在图19A&B中图示的，每个路径表示通过所有频率的一个或多个级联全通滤波器(基于双端口适配器)。在各种实施例中，全通滤波器是具有仅在相位上改变信号的单位响应的滤波器。图20A图示了格波滤波器的单个区段(单个双端口适配器)2000，以及图20B图示了双端口适配器2050的示例实现方式。图21以及22图示了其中延迟元件的数量可以是任意数量(例如， $N>2$)的实施例。图21图示了用于具有多个延迟元件和多个全通滤波器的过采样抽取滤波器/内插器的一般格波滤波器结构2100。如所图示的，滤波器的阶数是 $N(2K+3)+M$ 。通过选择比两个更多的延迟元件，可以获得原始传递函数的多个镜像图像，即使这些是递归滤波器。这可用于高效且快速的滤波器结构。图22图示了用于具有多个滤波器的过采样抽取滤波器/内插器的一般格波滤波器结构2200，所述多个滤波器处理来自其他滤波器的输出。通过使用多于一个或两个延迟元件，可以获得多个镜像图像，其对于高于为二的值的因子的直接抽取或内插可能是有益的。在一些实施例中，可使用通过减去而不是添加最终输出节点处的两个

滤波器路径的类似方法获得高通滤波器。

[0079] 在先前的实施例中,已经呈现了过采样的格波滤波器的特定结构。在开放式文献中众所周知,存在原始格波形滤波器的许多拓扑结构(参见,例如,L.Gasci,“Explicit Formulas for Lattice Wave Digital Filters”,IEEE Trans,电路和系统,1985年1月,图9,针对双端口适配器的多个示例)。实施例不应当限于这里描述的拓扑结构,而是还包括先前已经描述的所有,例如,包括这些现有结构中的具有高于二的过采样因子的多个延迟元件,或者使用多个延迟元件,其中该数量在一般应用中高于二。

[0080] 在可适用的情况下,由本公开提供的各种实施例可以使用硬件、软件或硬件和软件的组合来实现。此外,在可适用的情况下,在不脱离本公开的范围的情况下,本文中所阐述的各种硬件部件和/或逻辑部件可以被组合成包括软件、硬件和/或二者的复合部件。在可适用的情况下,在不脱离本公开的范围的情况下,本文中所阐述的各种硬件部件和/或逻辑部件可以被分离成包括软件、硬件或二者的子部件。另外,在可适用的情况下,设想的是,软件部件可以被实现为硬件部件,并且反之亦然。

[0081] 前述公开并非旨在将本公开限制于所公开的精确形式或特定使用领域。因此,设想的是,根据本公开,无论是否在本文中明确描述或暗示,本公开的各种替代实施例和/或修改是可能的。例如,尽管参考自适应噪声消除系统描述了本文中公开的低延迟抽取滤波器和低延迟内插器,但是将领会,本文中所公开的低延迟滤波器可以用在其他信号处理系统中。已经如此描述了本公开的实施例,本领域的普通技术人员将认识到,在不脱离本公开的范围的情况下,可以在形式和细节上进行改变。因此,本公开仅由权利要求限制。

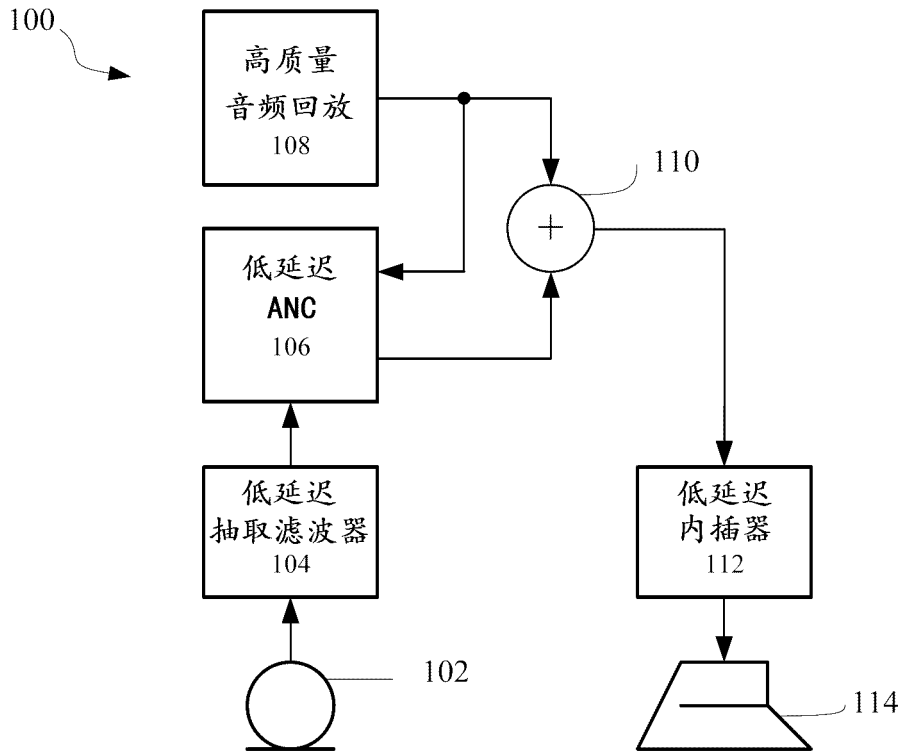


图 1

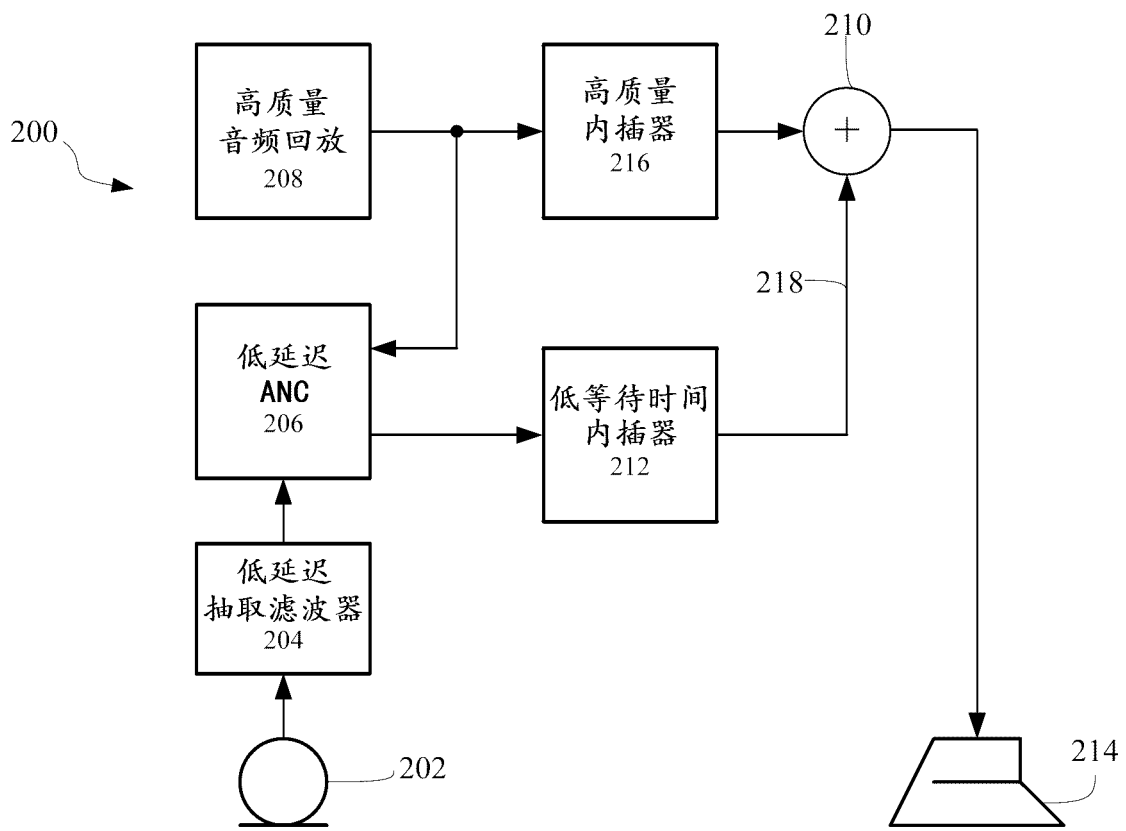


图 2

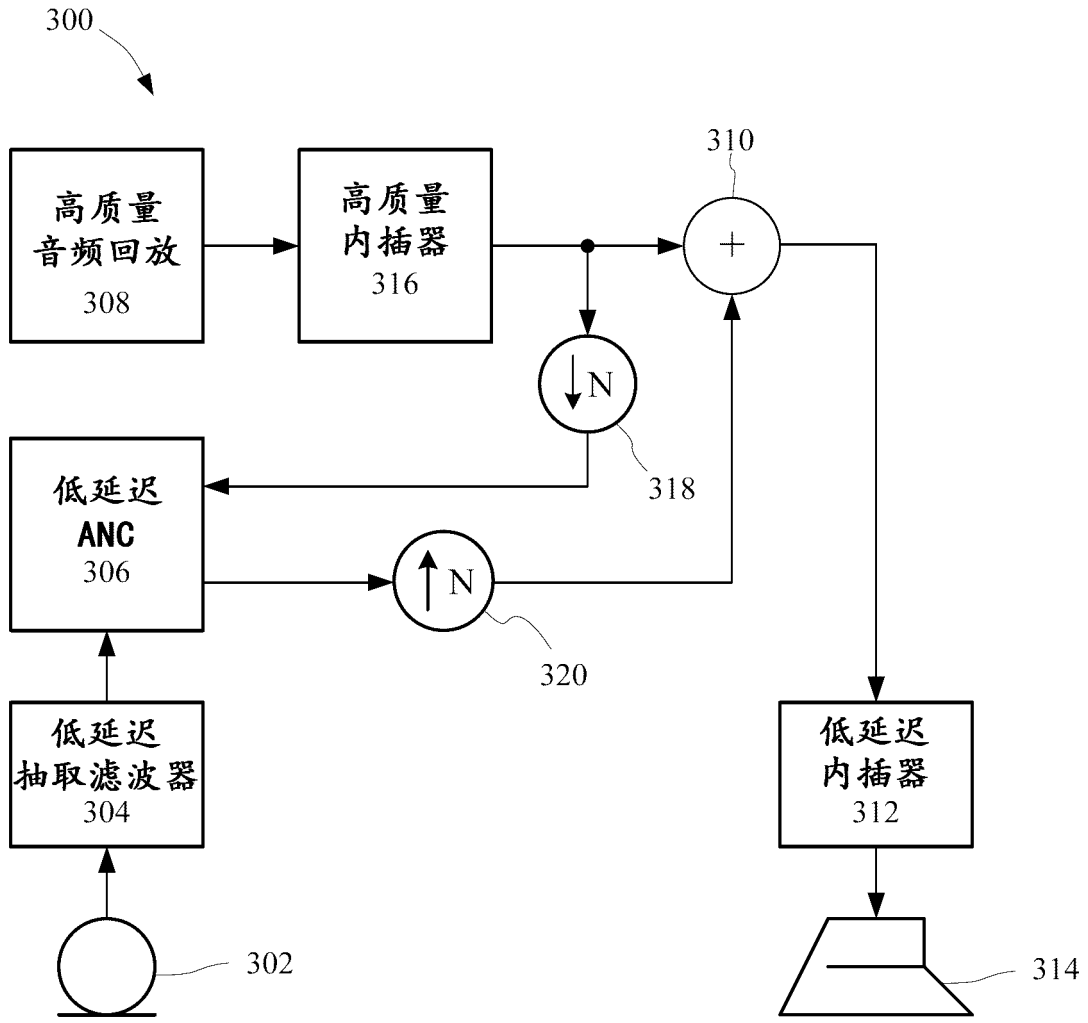


图 3

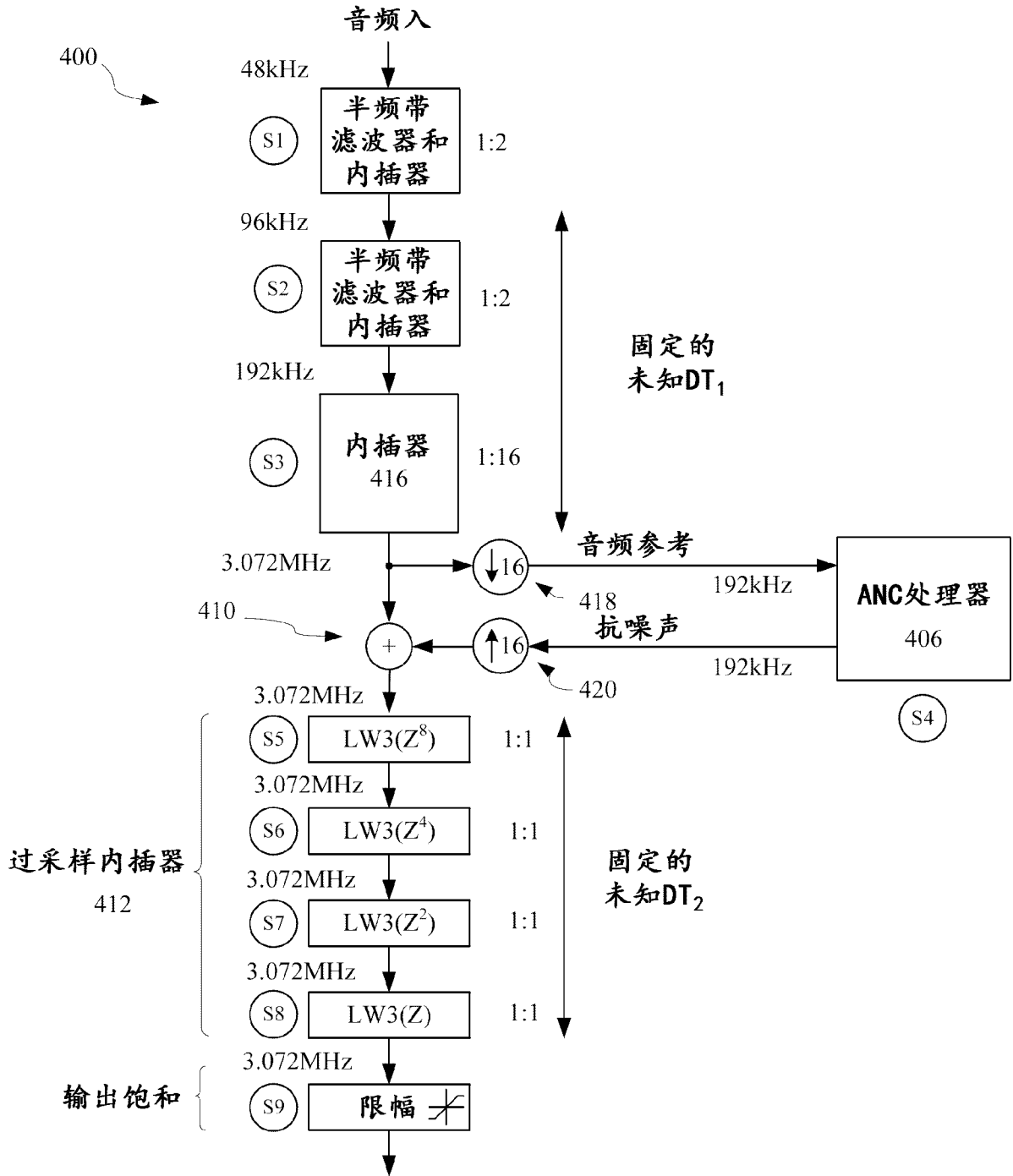


图 4

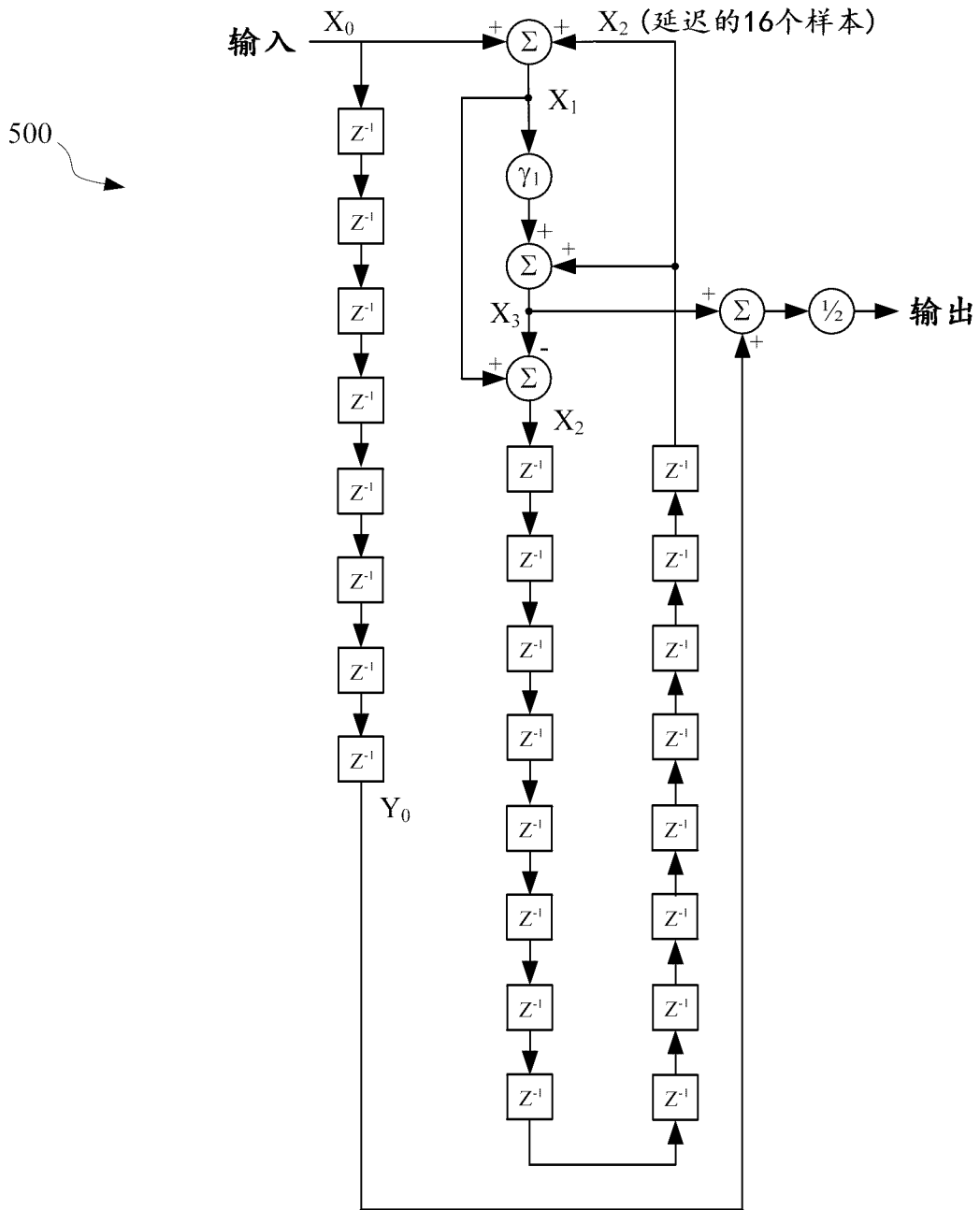


图 5

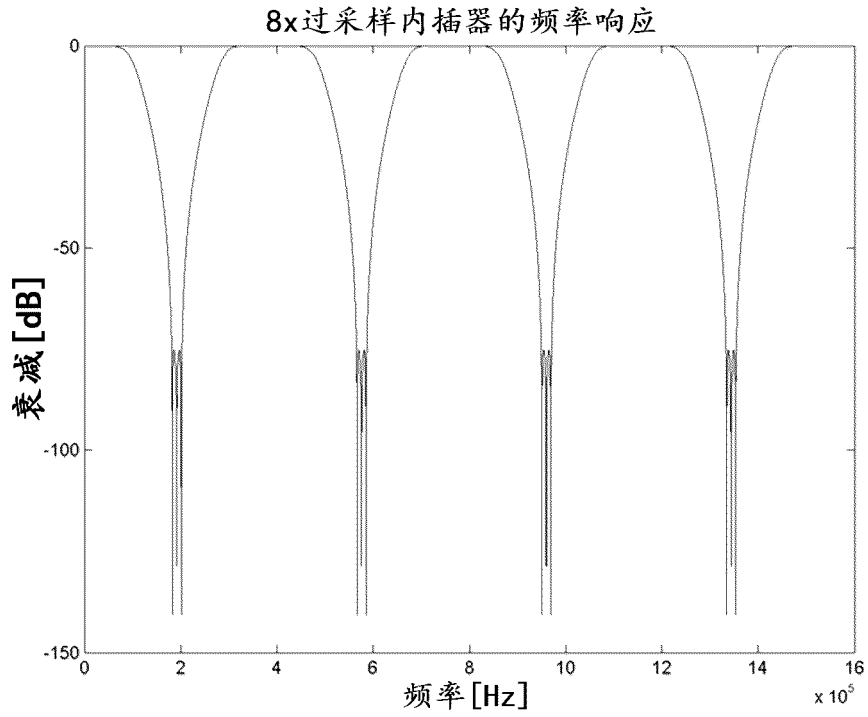


图 6A

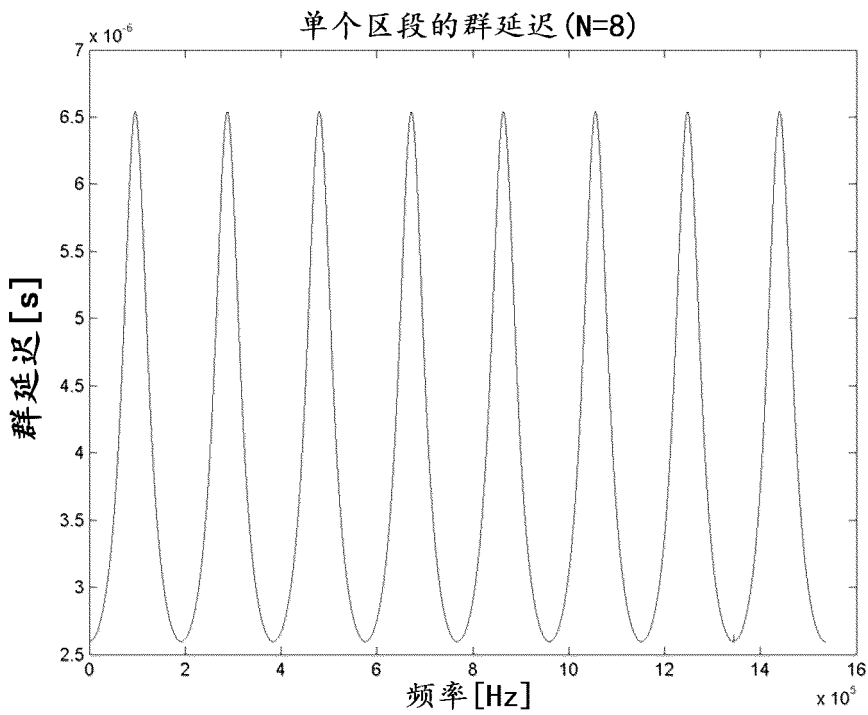


图 6B

700

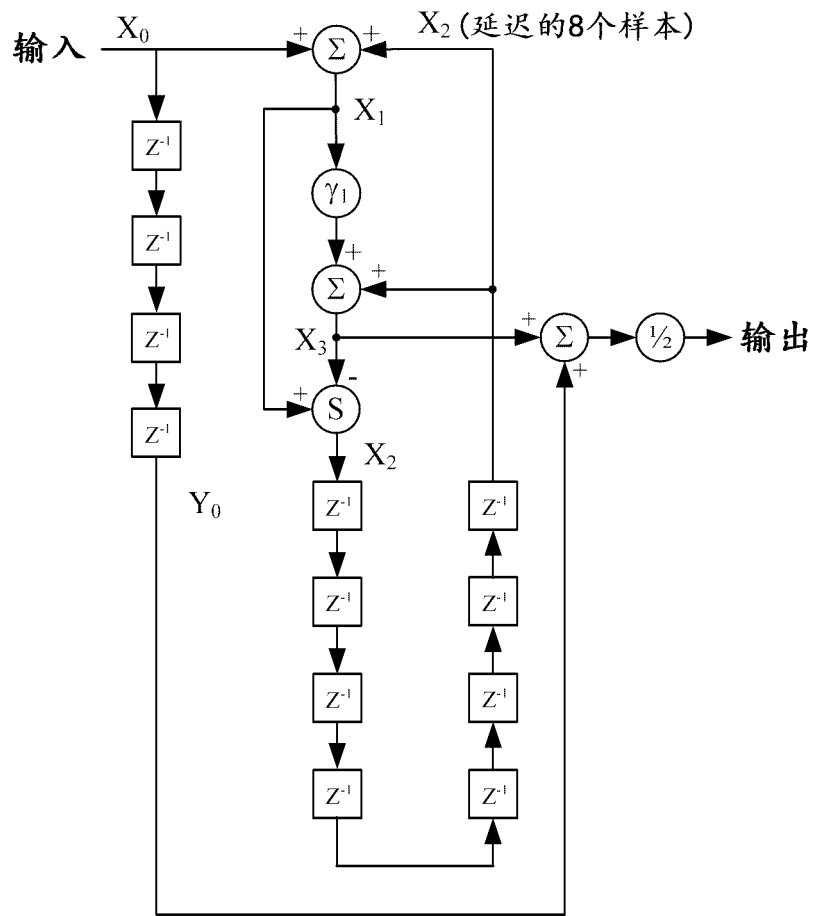


图 7

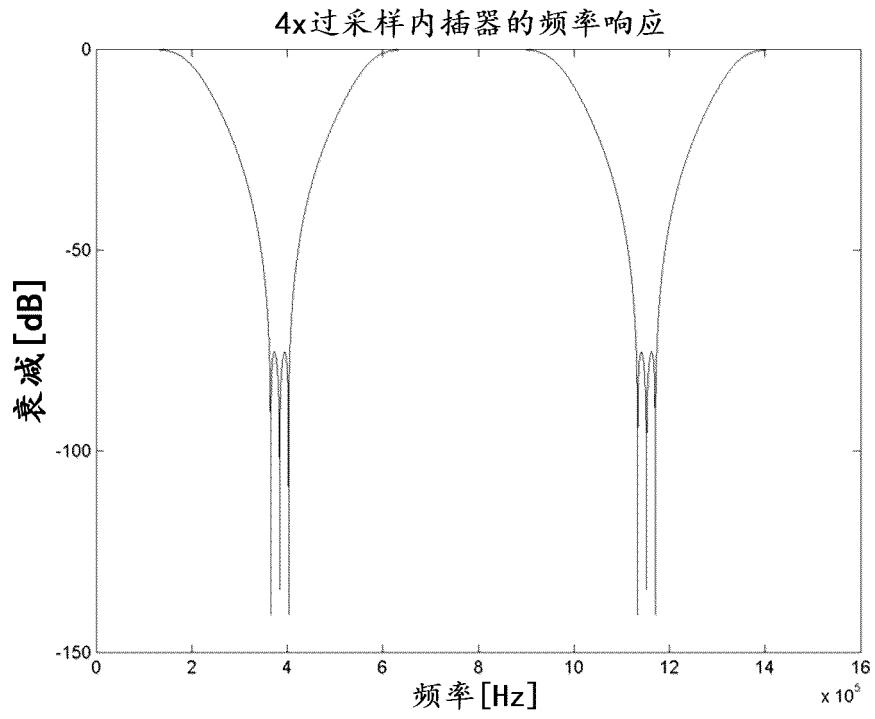


图 8A

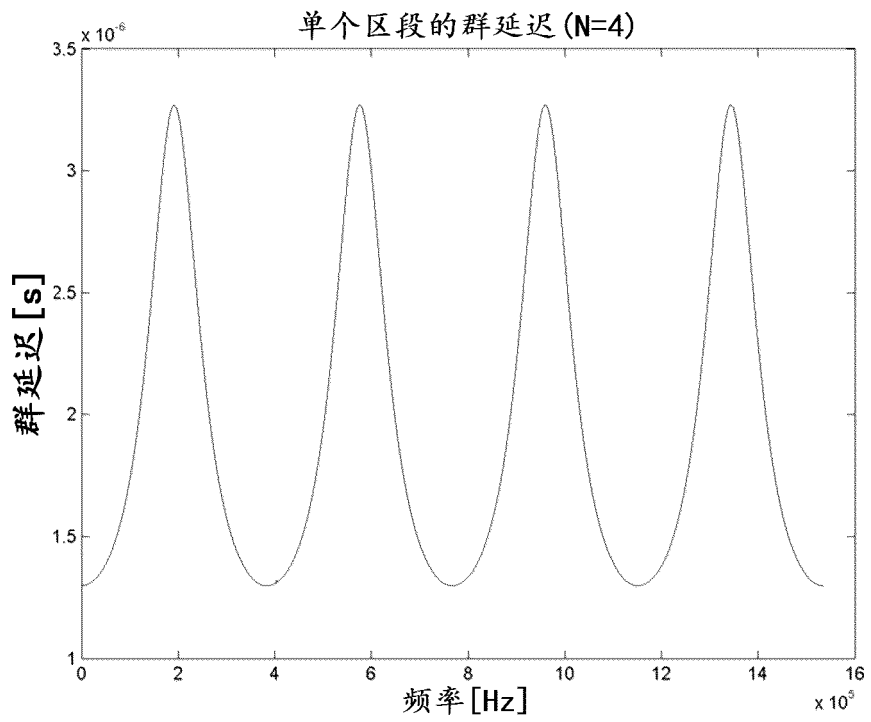


图 8B

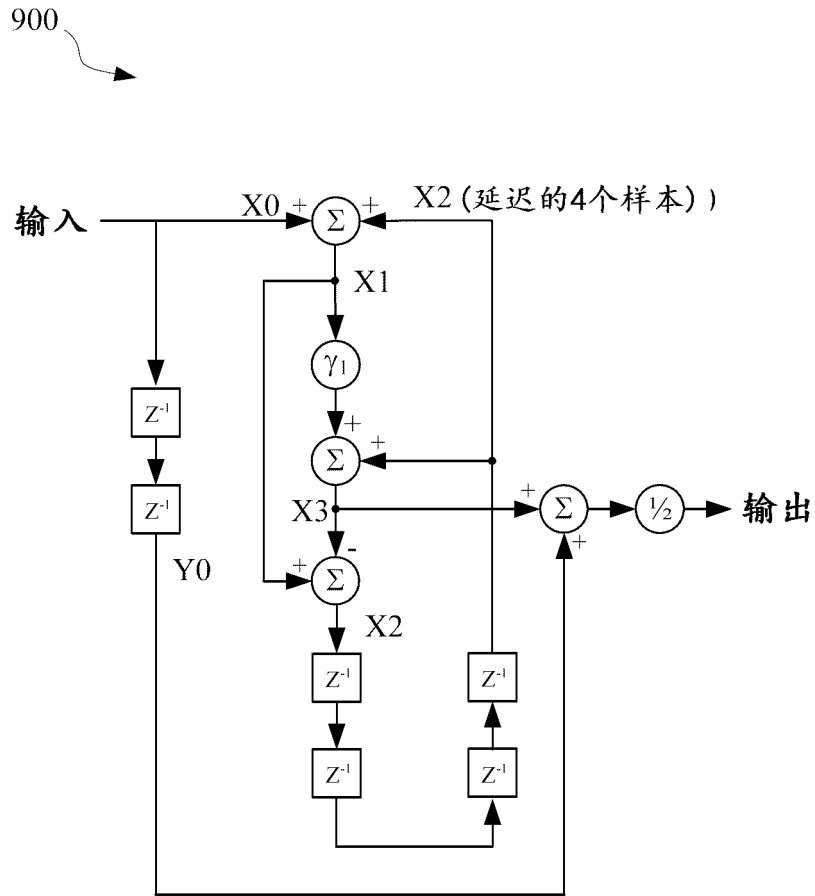


图 9

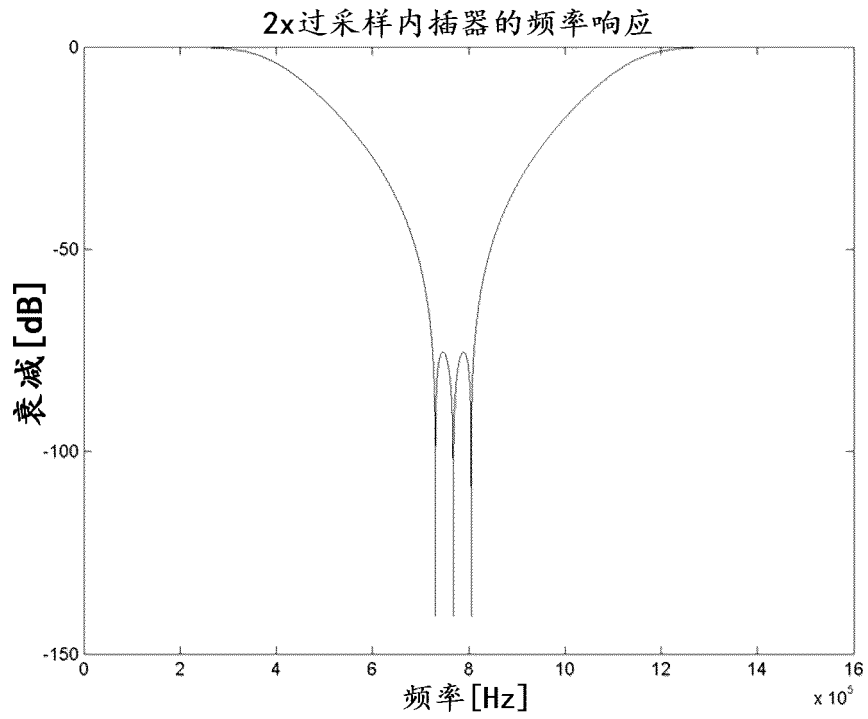


图 10A

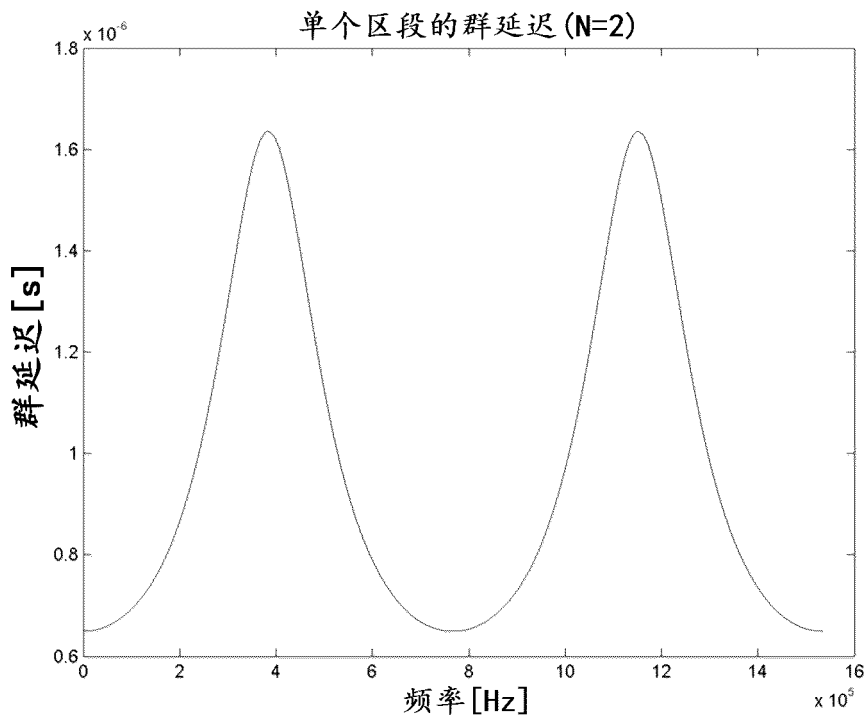


图 10B

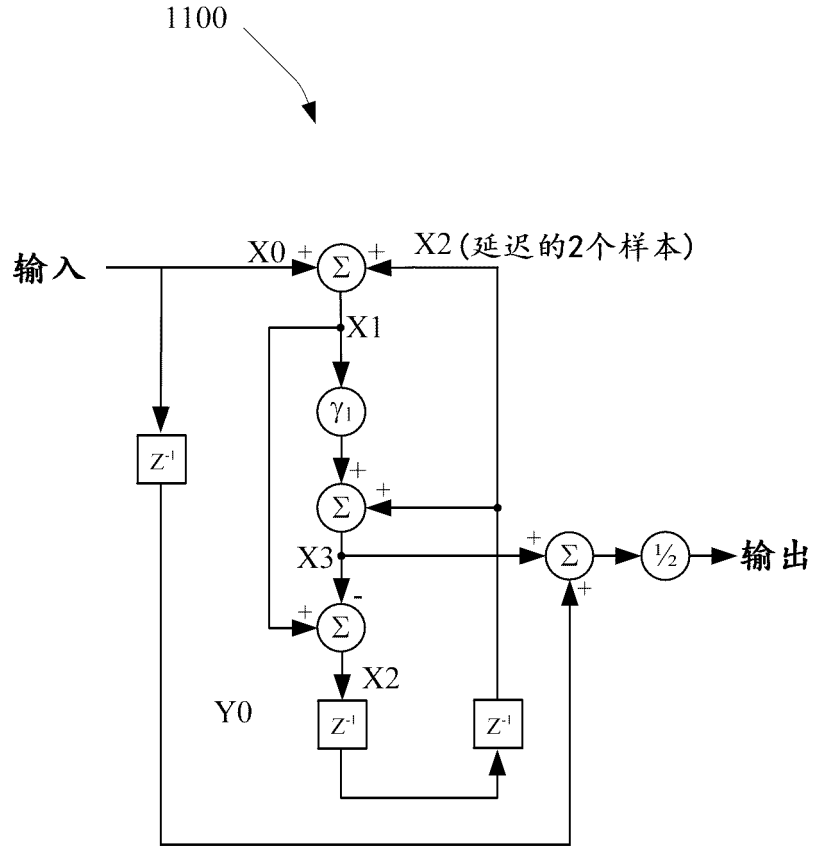


图 11

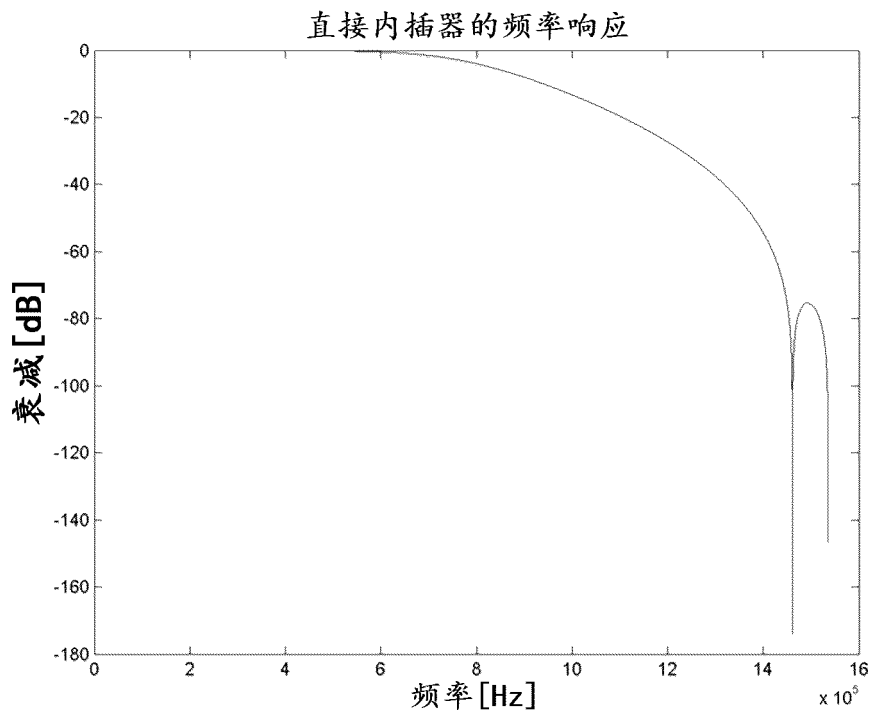


图 12A

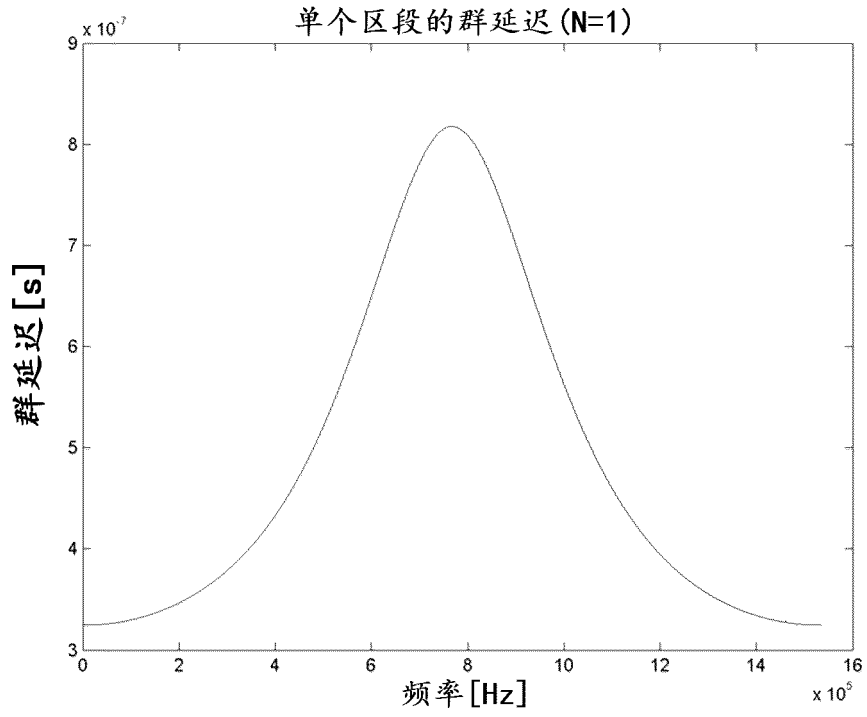


图 12B

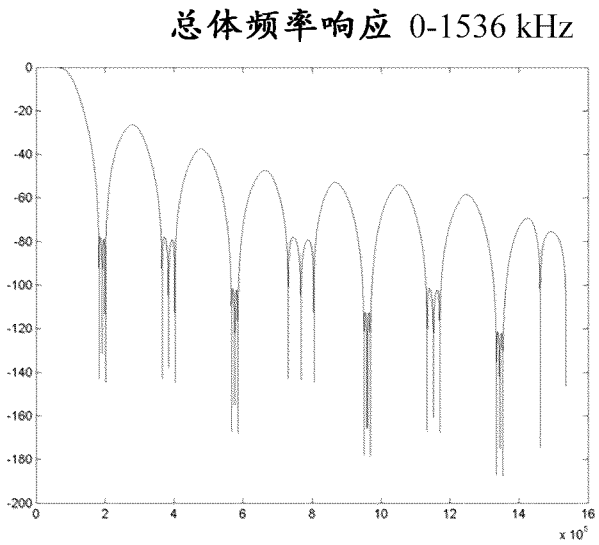


图 13A

总体频率响应 0-384kHz

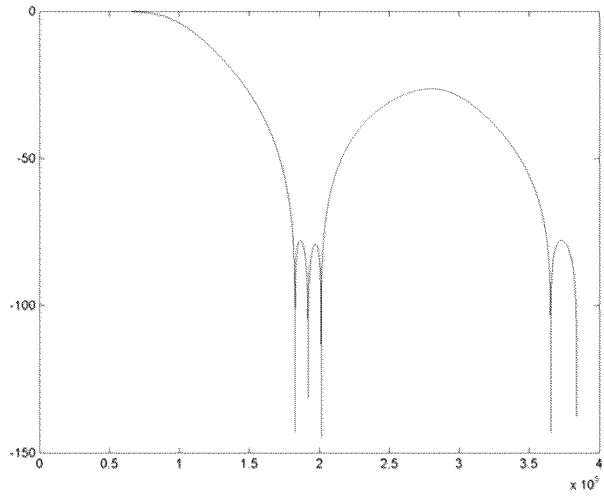


图 13B

总体频率响应 0-20kHz

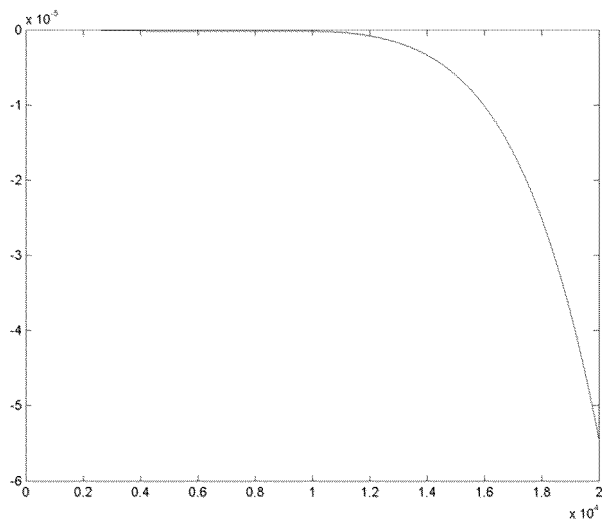


图 13C

总体群延迟 0-1536 kHz

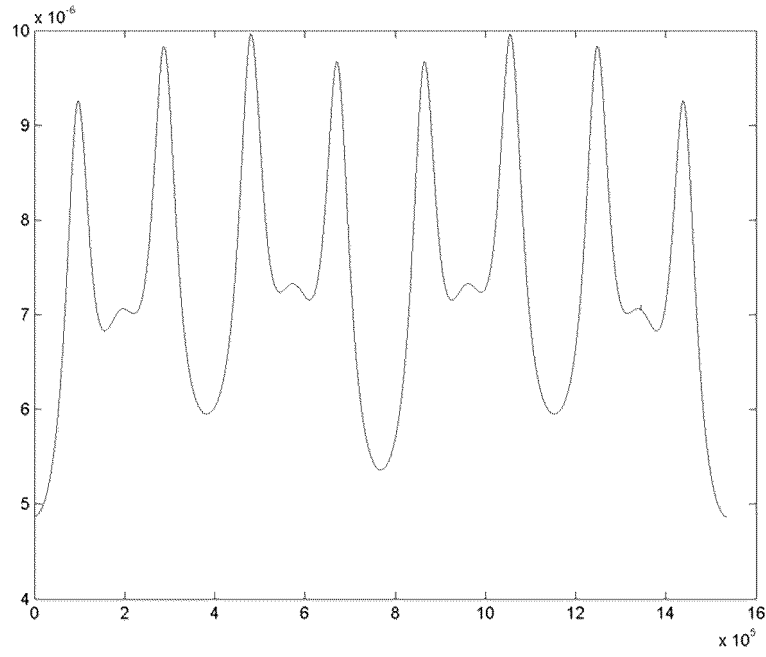


图 13D

总体群延迟 0-20 kHz

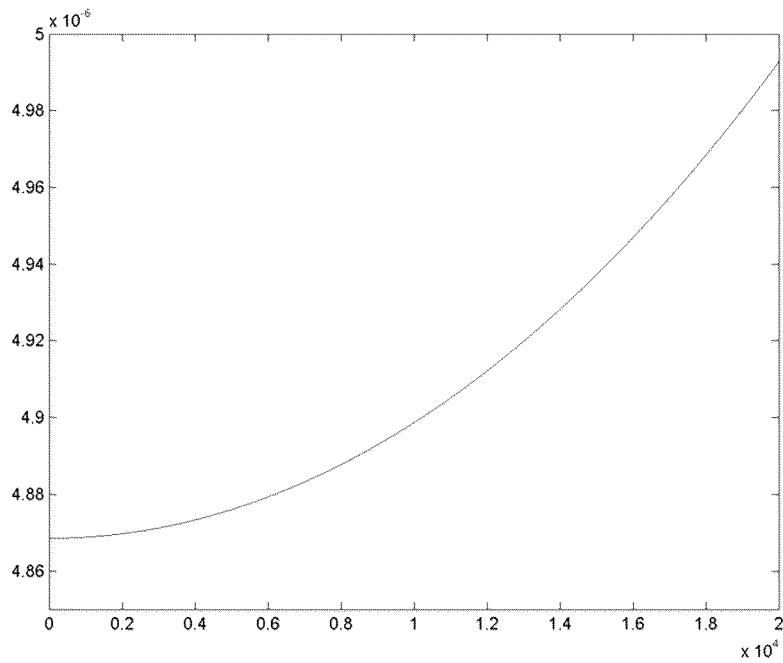


图 13E

1400

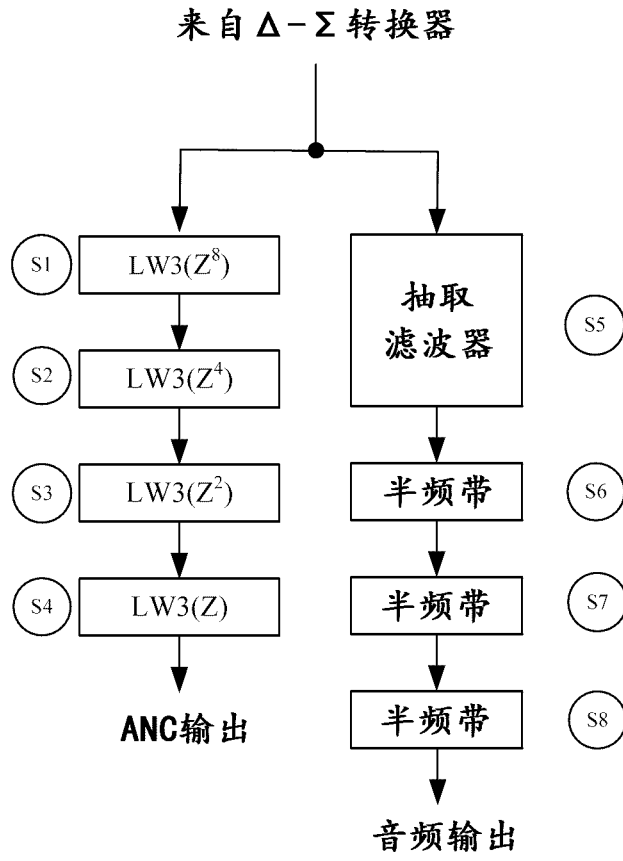


图 14

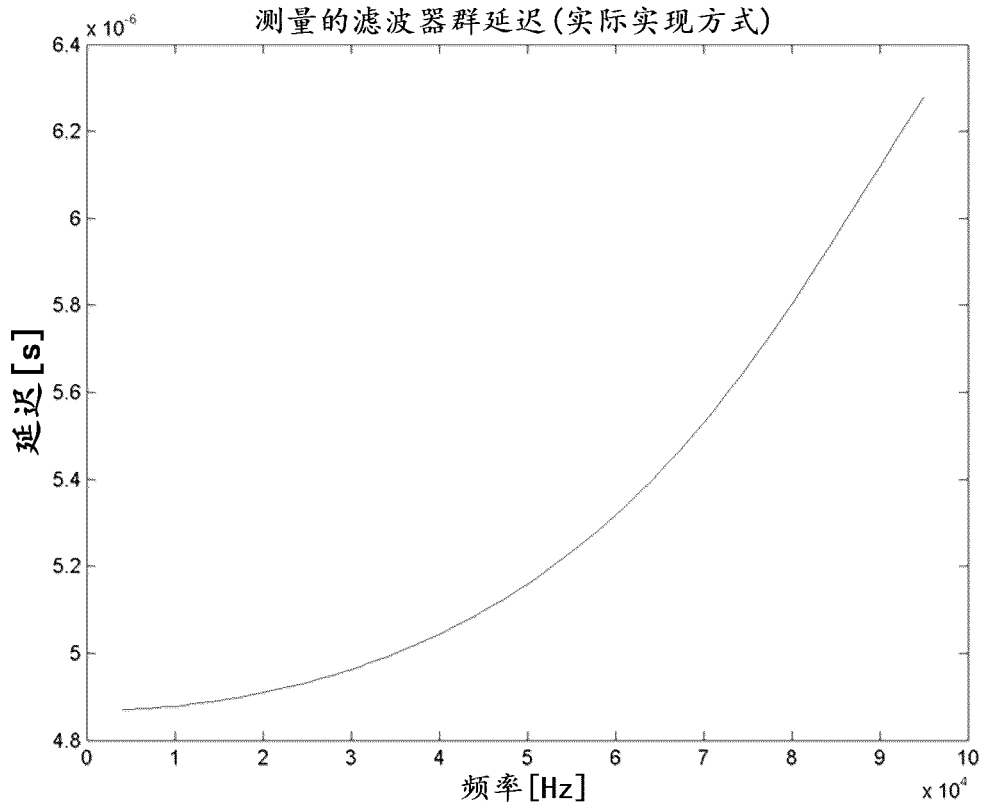


图 15

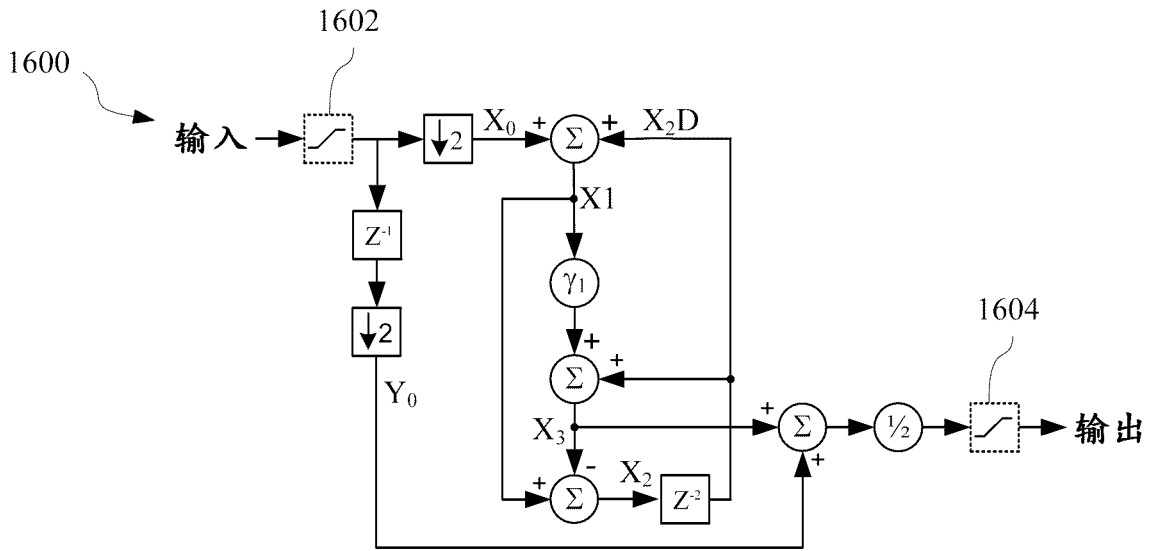


图 16A

1602

第一级, 符号扩展

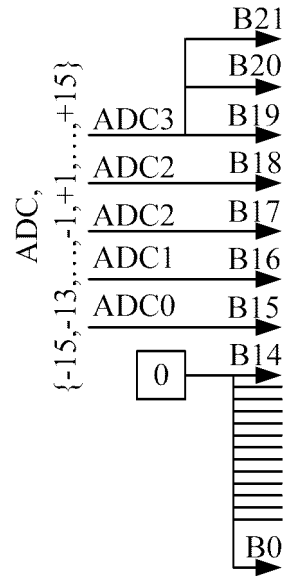


图 16B

末级, 限幅器

1604

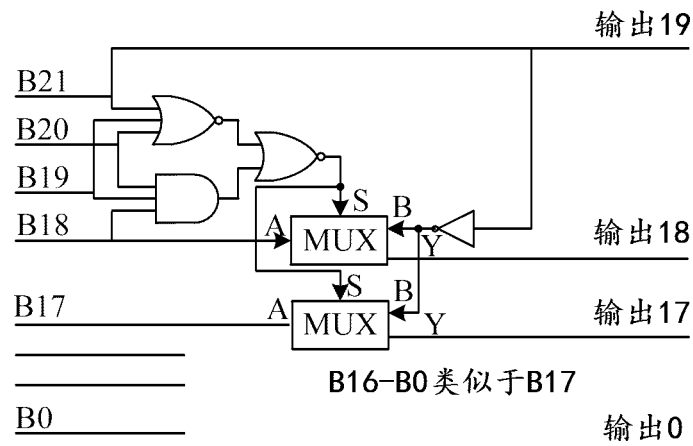


图 16C

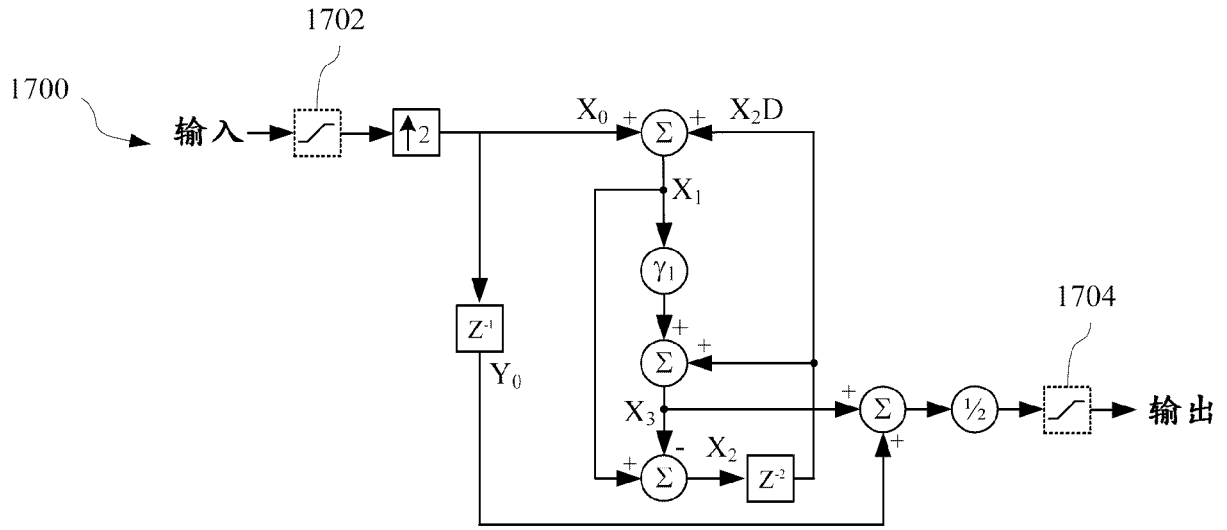


图 17A

1702

第一级, 符号扩展

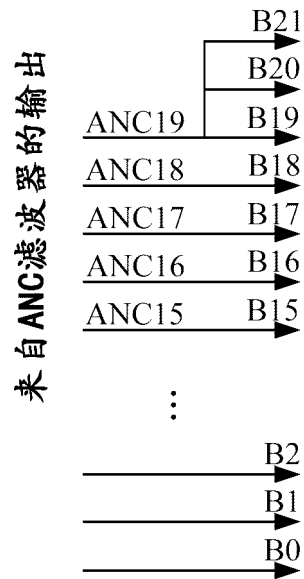


图 17B

限幅器(仅末级)

1704

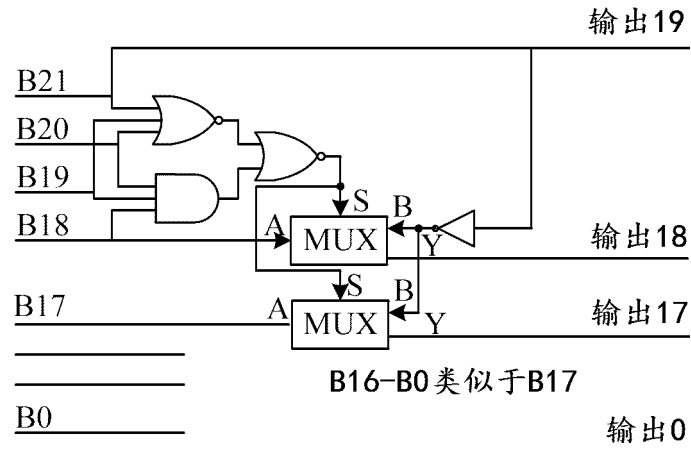


图 17C

1800

用于内插和抽取的过采样格波滤波器, N是整数

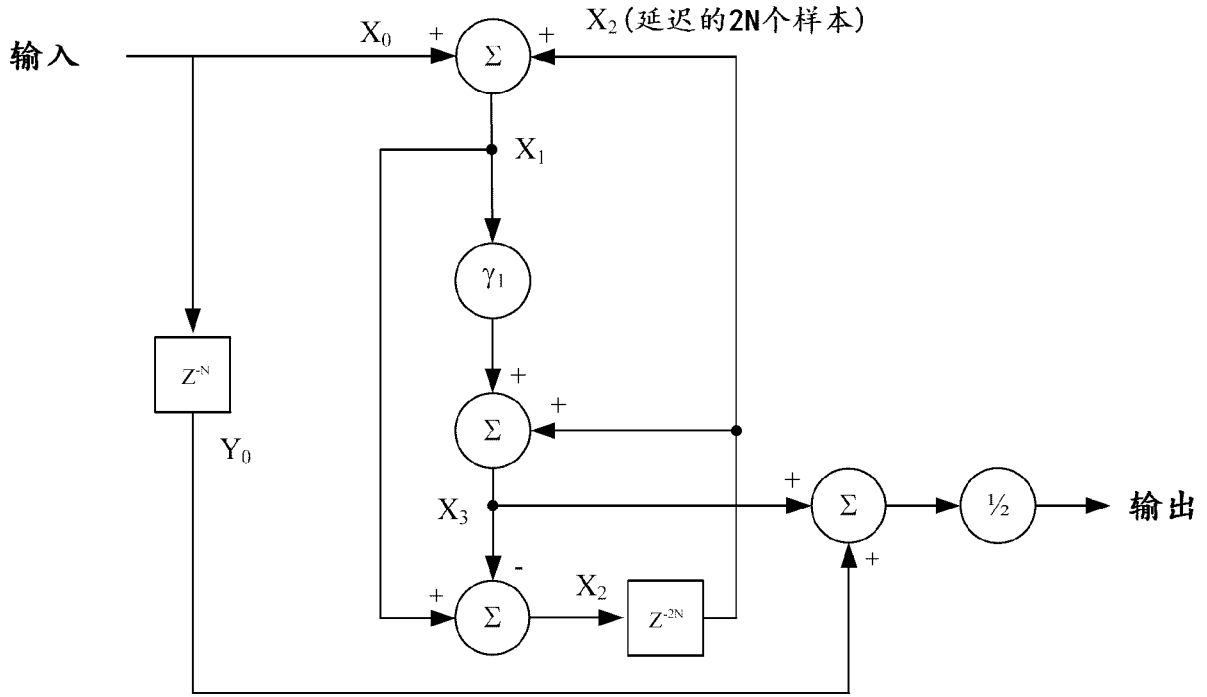


图 18

1900

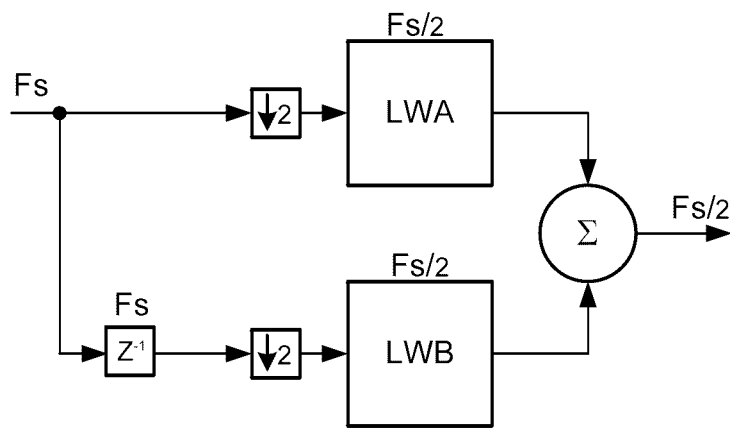


图 19A

1950

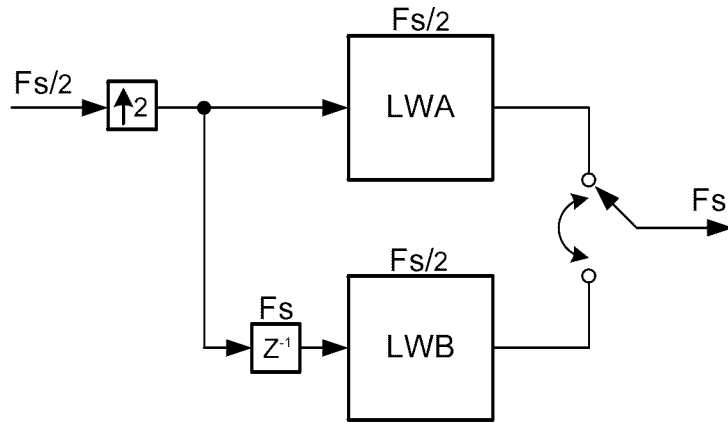


图 19B

2000

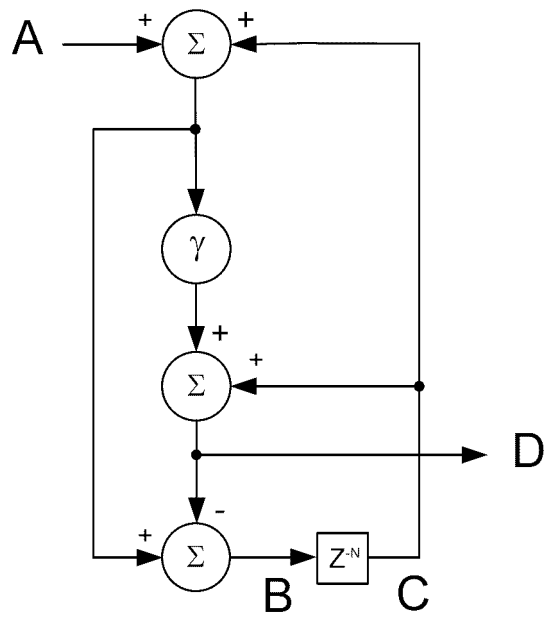


图 20A

2050

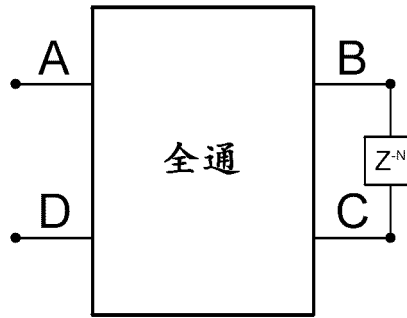


图 20B

2100

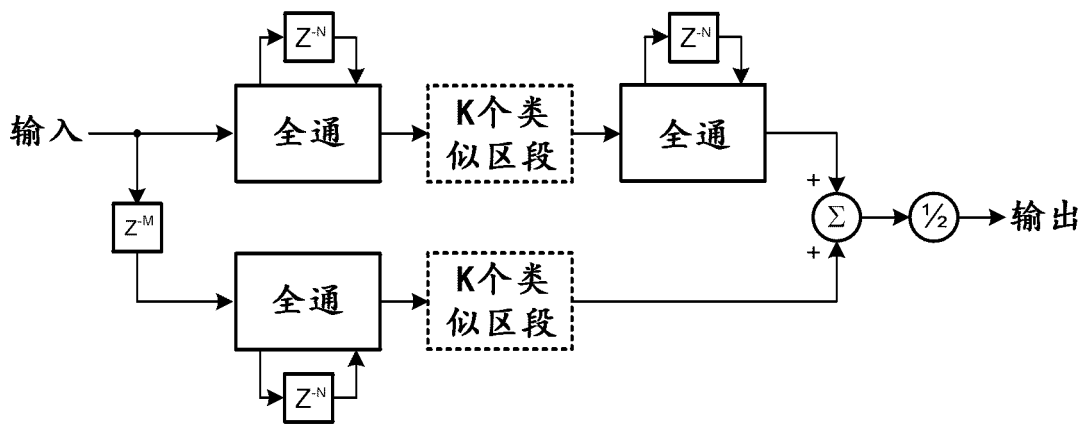


图 21

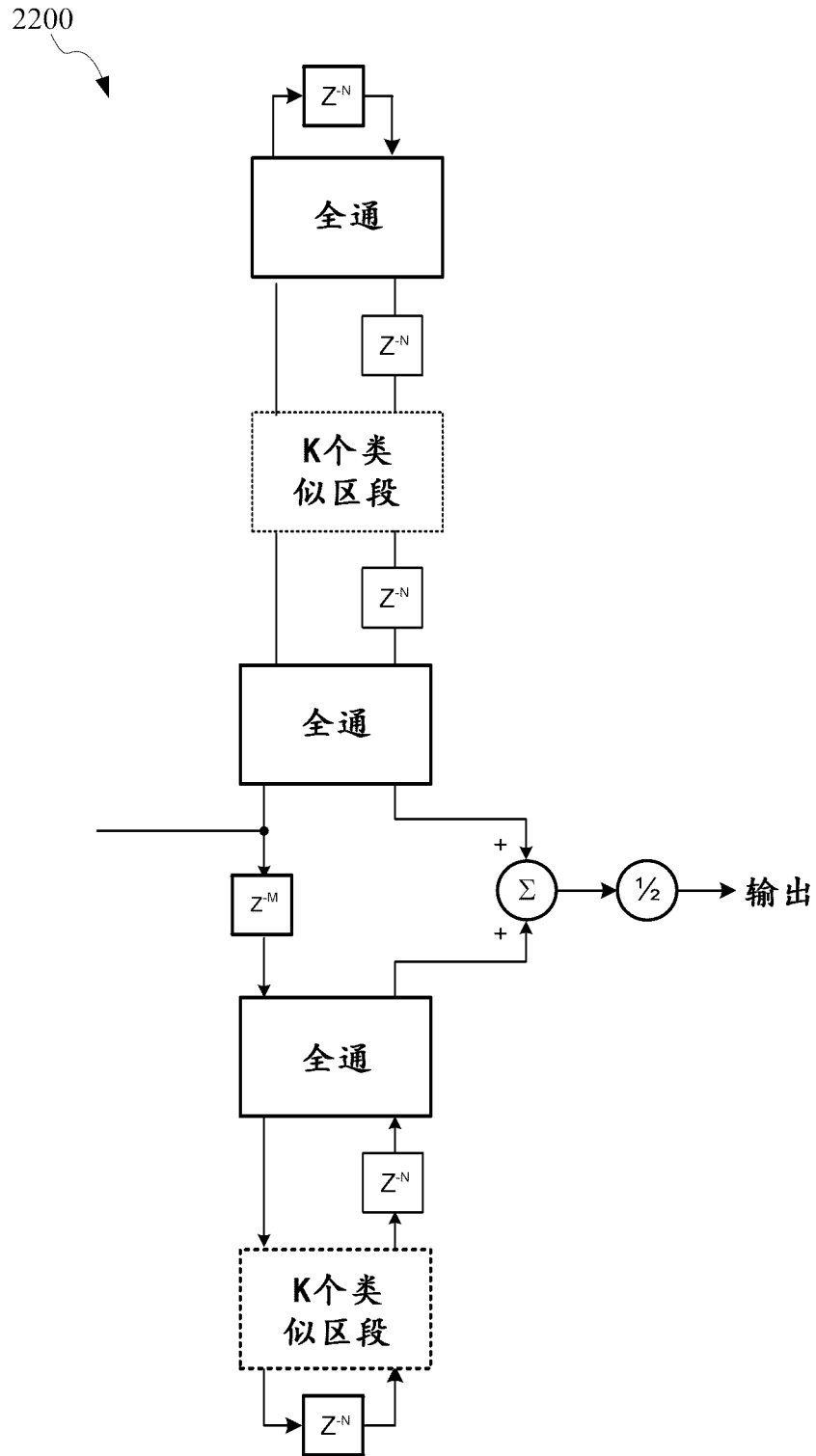


图 22