

1. 一种无损音频编码器,所述无损音频编码器适合接收第一采样率的输入数字音频信号(2),并且由此产生包括多个样本(16)并具有低于所述第一采样率的第二采样率的PCM数字音频输出,其中:

所述多个样本(16)中的每一个都具有较重要部分(8)和次要部分(17);

所述较重要部分(8)和所述次要部分(17)共同包括允许第一解码器无损还原所述输入数字音频信号(2)的信息;

当解译为标准PCM流时,所述较重要部分(8)提供具有缩减的带宽的输入数字音频信号版本的第一有损表达;以及

所述较重要部分(8)包括允许第二解码器还原输入数字音频信号的第二有损表达的信息,所述输入数字音频信号的第二有损表达的带宽大于所述第一有损表达的带宽,

其中,所述输入数字音频信号(2)耦合到具有高频输出(28)和低频输出(15)的无损频带分割器(3),所述高频输出(28)耦合到具有有损压缩输出(7)和修改输出(27)的压缩单元(21);以及

其中,根据所述低频输出(15)和所述有损压缩输出(7)导出所述较重要部分(8),根据所述修改输出(27)导出所述次要部分(17)。

2. 根据权利要求1所述的无损音频编码器,其中所述第一有损表达是所述输入数字音频信号(2)的准确表达,其仅受到非时变滤波、降低采样率以及强加非时变本底噪声的再量化中的一种或多种。

3. 根据权利要求1或2所述的无损音频编码器,其中每个较重要部分包括16个二进制比特。

4. 根据权利要求1或2所述的无损音频编码器,其中,每个次要部分包括8个二进制比特。

5. 根据权利要求1或2所述的无损音频编码器,其中所述第二采样率为所述第一采样率的一半。

6. 根据权利要求1或2所述的无损音频编码器,其中所述第二采样率为48kHz。

7. 根据权利要求1或2所述的无损音频编码器,其中所述第二采样率为44.1kHz。

8. 根据权利要求1或2所述的无损音频编码器,其中所述第二解码器还原与对应所述第一采样率的Nyquist频率相等的音频带宽。

9. 根据权利要求1或2所述的无损音频编码器,其中所述第二解码器还原与对应所述第一采样率的Nyquist频率四分之三相等带宽。

10. 根据权利要求1或2所述的无损音频编码器,其中所述压缩单元(21)包括有损压缩单元(4),所述有损压缩单元(4)具有耦合至所述有损压缩输出(7)的输出。

11. 根据权利要求10所述的无损音频编码器,其中所述压缩单元(21)还包括无损压缩单元(14),所述无损压缩单元(14)具有耦合至所述有损压缩单元(4)的输入以及耦合至所述修改输出(27)的输出。

12. 根据权利要求1或2所述的无损音频编码器,其中根据所述无损频带分割器(3)的低频输出(15)导出所述次要部分(17)。

13. 根据权利要求1或2所述的无损音频编码器,其中所述无损频带分割器(3)的低频输出(15)耦合到具有第一输出(6')和第二输出(23)的分割器(5'),所述分割器的第一输出

(6') 耦合到所述较重要部分 (8) 而所述第二输出 (23) 耦合到所述次要部分 (17)。

14. 根据权利要求13所述的无损音频编码器, 其中所述分割器 (5') 包括噪声整形滤波器。

15. 根据权利要求1或2所述的无损音频编码器, 其中根据减法器 (13) 的输出导出所述较重要部分 (8) 中的多个比特, 所述减法器 (13) 具有与所述无损频带分割器 (3) 的低频输出 (15) 耦合的第一输入和与所述压缩输出 (7) 耦合的第二输入。

16. 一种包括与根据前述权利要求中任一项所述的无损音频编码器耦合的噪声整形器 (1) 的装置。

17. 一种包括根据权利要求1-15中任一项所述的无损音频编码器的装置, 所述无损音频编码器与提供水印输出的无损可逆水印编码器耦合, 其中所述装置根据配置参数编码, 所述水印编码器将配置参数埋入解码器使用的有水印的输出中。

18. 根据权利要求17所述的装置, 还包括提供经量化的信号至所述无损音频编码器的输入的噪声整形器, 其中所述噪声整形器量化到位深并且所述配置参数包括位深。

19. 根据权利要求18所述的装置, 还包括选择器单元, 所述选择器单元选择量化的位深以最大化音频质量而不超出所述次要部分的信息承载能力。

20. 一种音频解码器, 所述音频解码器适合接收PCM输入数字音频信号, 所述PCM输入数字音频信号包括由根据权利要求1所述的对应的音频编码器生成的多个第二采样率的输入样本 (16), 所述音频解码器还适合由所述PCM输入数字音频信号生成输出数字音频信号 (11), 所述输出数字音频信号具有高于所述第二采样率的第一采样率, 其中:

在0-5kHz的频率区域, 所述输出数字音频信号与比较信号之间的差别为用固定统计数据进行频谱整形的噪声, 其中通过滤波和重采样到所述第一采样率的操作由所述PCM输入数字音频信号生成所述比较信号;

在0-5kHz的频率区域, 所述输出数字音频信号与第二输出信号之间的差别为用固定统计数据进行频谱整形的噪声, 其中除了从每个样本去除次要部分, 当与所述PCM输入数字音频信号相同的信号被馈给至解码器时生成所述第二输出信号; 以及

所述输出数字音频信号 (11) 是提供给所述编码器的数字音频输入信号 (2) 的精确副本。

21. 一种音频解码器, 所述音频解码器适合接收PCM输入数字音频信号, 所述PCM输入数字音频信号包括多个第二采样率的输入样本 (16), 由此生成的输出数字音频信号 (11) 具有高于第二采样率的第一采样率, 所述解码器包括:

无损频带接合器 (10), 具有高频输入 (28a) 和低频输入 (15), 所述无损频带接合器 (10) 提供输出数字音频信号 (11); 以及

解压缩单元, 具有有损输入 (7)、修改输入 (27) 和输出 (28a), 所述输出耦合到所述无损频带接合器 (10) 的高频输入,

其中:

每个输入样本 (16) 包括较重要部分 (8) 和次要部分 (17);

根据所述较重要部分 (8) 导出所述无损频带接合器 (10) 的低频输入 (15);

根据所述较重要部分 (8)、但独立于所述次要部分 (17) 导出所述解压缩单元的有损输入 (7); 以及

根据所述次要部分 (17)、但独立于所述较重要部分 (8) 导出所述解压缩单元的修改输入 (27)。

22. 根据权利要求21所述的音频解码器,其中根据所述较重要部分 (8) 中包括的全部比特导出所述无损频带接合器 (10) 的低频输入 (15)。

23. 根据权利要求21或22所述的音频解码器,其中所述无损频带接合器 (10) 的低频输入 (15) 也基于所述次要部分 (17)。

24. 根据权利要求21所述的音频解码器,其中在0-5kHz的频率区域,输出数字音频信号 (11) 与比较信号之间的差别为用固定统计数据进行频谱整形的噪声,其中通过滤波和重采样到第一采样率的操作由PCM输入数字音频信号生成比较信号。

25. 根据权利要求22所述的音频解码器,适合接收通过相应的音频编码器生成的信号,其中所述输出数字音频信号 (11) 是提供至相应的音频编码器的数字音频输入信号 (2) 的精确副本。

双重兼容无损音频带宽扩展

技术领域

[0001] 本发明涉及数字音频信号,特别是提供与标准PCM重放兼容的无损带宽扩展方案。

背景技术

[0002] 许多挑剔的发烧友和音乐家需要‘高分辨率’数字音频,通常理解为以明显高于44.1kHz或48kHz的当前媒体的频率采集并以优于16比特的分辨率量化的优质音频。

[0003] 有损压缩音频在消费市场上是司空见惯的,但是经验导致许多人怀疑有损压缩音频,甚至怀疑宣称‘透明’的系统。对于恒定位深,普通非适应性的噪声形抖动再量化是一个例外。通过适当的预防措施,这相当于(根据输入和输出之间差别的一阶和二阶统计量)添加恒定的噪声(参见J.Vanderkooy和S.P.Lipshitz,“Digital Dither:Signal Processing with Resolution Far below the Least Significant Bit(数字抖动:通过远低于最低有效位的分辨率进行的信号处理)”in Proc.AES 7th Int.Conf.on Audio in Digital Times(Toronto,Ont.,Canada,1989),pp.87-96.),以几十年的模拟和数字媒体的经验来看是“有利的”。

[0004] 两种音乐发行媒体支配了大众化市场:具有44.1kHz采样频率和16比特位深的压缩光盘(CD),和通常通过计算机或个人播放器收听的网络下载。虽然大多数下载是有损压缩的,但计算机或播放器几乎总能够以44.1kHz和48kHz的采样频率处理未压缩的PCM(脉冲编码调制)信号。虽然一些个人播放器限制在16比特,但还是有不少能够处理24比特的位深。

[0005] 以发烧版本(通常具有96kHz的采样频率)和能够在大众市场播放器上播放的格式发行录音是没有商业吸引力的。对于可在标准大众市场播放器上播放、并且包含允许特殊解码器读取额外带宽的隐藏信息的录音,以前已多次探索过发行的可能性,包括Komamura MITSUYA KOMAMURA“Wide-Band and Wide-Dynamic-Range Recording and Reproduction of Digital Audio(数字音频的宽带和宽动态范围记录和再现)”J.Audio Eng.soc.Vol.43,No.1/2,1995January/February)。然而,到目前为止,没人提供过标准PCM重放兼容性来满足无损读取更高采样率的原始信号的需求,也没人考虑过解码器如何可以两个不同位深(例如兼容16-bit和24-bit的播放器)向听众提供最佳体验。

[0006] W02007/128662A1描述了通过使用有损编码数据流和无损扩展数据流对源信号进行无损编码的方法和设备。在M van der Veen等人的“High Capacity Reversible Watermarking for Audio(用于音频的高容量可逆水印)”(Security and Watermarking of Multimedia Contents V,Proceedings of SPIE-IS&T Electronic Imaging,SPIE vol.5020,1 January 2003,pages 1-11)中,描述了用于数字音频信号的可逆水印技术,其中输入信号的动态范围受到限制并且未使用的比特的一部分展开以编码水印比特。

发明内容

[0007] 根据本发明第一方面,无损音频编码器适合接收第一采样率的输入数字音频信

号,并且由此产生包括多个样本并具有低于第一采样率的第二采样率的PCM数字音频输出,其中:

[0008] 多个样本的每一个都具有较重要部分和次要部分;

[0009] 较重要部分和次要部分共同包括允许第一解码器无损还原输入数字音频信号的信息;

[0010] 当解译为标准PCM流时,较重要部分提供具有缩减的带宽的输入数字音频信号版本的有损表达;以及

[0011] 较重要部分包括允许第二解码器还原输入数字音频信号的有损表达的信息,输入数字音频信号的有损表达具有的带宽大于所述的缩减的带宽;

[0012] 其中,输入数字音频信号耦合到具有高频输出和低频输出的无损频带分割器,高频输出耦合到具有有损压缩输出和修改输出的压缩单元;以及

[0013] 其中,根据低频输出和有损压缩输出导出较重要部分,根据修改输出导出次要部分。

[0014] 未设计用于本发明的标准“传统”PCM重放设备通常只接收或播放本文称为“较重要部分”的顶部16比特,音频流的每个样本以通常为44.1kHz或48kHz的第二采样率采样,该设备会将有损表达提供给使用大约0-20kHz带宽的听众。第二解码器允许从同样16-bit的44.1kHz或48kHz流处复制扩展带宽。第一解码器通常期望接收24-bit流,并且这样也可以使用每个样本的“次要部分”,即超过第16个的比特。这个额外的信息允许无损还原以较高的第一采样率如88kHz或96kHz存在的输入音频信号,并从而具有较宽的音频带宽如0-40kHz。

[0015] 更通俗地,在下面的描述中修改输出或信号被称为修补输出或信号。

[0016] 优选地,第一有损表达是输入音频信号的准确表达,而不是非时变滤波、降低采样率以及强加非时变本底噪声的再量化的效果。如果所有量化,包括那些降低采样率的量化,都表现为恒定位深并带有适当抖动,则“有损”表达能够相当于CD质量的标准,而且在几年前前只会认为是“发烧友”复制品。这与传统的“有损编解码”形成了鲜明对比,传统有损编解码动态适应频谱本底噪声,有时还要动态适应带宽以响应输入信号。

[0017] 优选地,压缩单元包括有损压缩单元,有损压缩单元具有耦合到有损压缩输出的输出。

[0018] 无损频带分割器是分开处理通常分两部分的原始信号频谱的关键,下半部表达为PCM而上半部表达为压缩格式。

[0019] 在一些实施方式中,每个较重要部分包括16个二进制比特。在一些实施方式中,每个次要部分包括8个二进制比特。

[0020] 在一些实施方式中,第二采样率为第一采样率的一半。特别优选地,第二采样率包括48kHz和44.1kHz。

[0021] 在本发明的编码器中,第二解码器可还原与对应第一采样率的Nyquist频率相等的音频带宽。可替换地,第二解码器可还原与对应第一采样率的Nyquist频率的四分之三相等的带宽。

[0022] 术语“Nyquist频率”正常理解为数字系统采样率的一半。因此通常若第一采样率为96kHz,第二采样率为48kHz,则对应第一采样率的Nyquist频率也为48kHz且第二解码器

将提供不超过该Nyquist频率的信号的有损复制,即48kHz。可替代的配置允许第二解码器提供不超过36kHz的有损复制,优点是在0-24kHz范围内稍低的本底噪声。

[0023] 在一些实施方式中,压缩单元还包括无损压缩单元,无损压缩单元具有耦合到有损压缩单元的输入和耦合到修改输出的输出。无损压缩器优化了在最不重要单元中的比特的使用。可替代地,如果修改输出已经是压缩的或“封包的”形式,则不需要单独的无损压缩器。

[0024] 也可根据频带分割器的低频输出导出次要部分。这允许第一解码器无损还原与频带分割器的低频输出完全输送到较重要部分相比量化更细致的原始信号。

[0025] 优选地,无损频带分割器的低频输出耦合到分割器,该分割器的第一输出耦合到较重要部分而第二输出耦合到次要部分。优选地,分割器包括噪声整形滤波器。分割器将频带分割器LF输出的量化的且优选地噪声整形的表达提供给较重要部分,而其第二输出允许第一解码器还原由量化去除的信息。

[0026] 在一些实施方式中,优选地,根据减法器的输出导出较重要部分中的多个比特,该减法器具有与无损频带分割器低频输出耦合的第一输入和与有损压缩单元的压缩输出耦合的第二输入。为了支持第二解码器的操作,较重要部分必须包括压缩输出;而压缩输出为数据信号而不是音频信号,并且减法器的目的是补偿该数据信号在传统设备还原的音频信号上的效果。

[0027] 根据本发明的第二方面,提供包括与根据第一方面的无损音频编码器耦合的噪声整形器的装置。通常,为了允许输入信号以48kHz采样频率在24-bit输出字符的约束下无损输送,该噪声整形器运行于96kHz并缩减给编码器的输入信号字宽。

[0028] 根据本发明的第三方面,提供包括根据第一方面的无损音频编码器的装置,其中无损音频编码器与提供有水印输出的无损可逆水印编码器耦合,该装置根据配置参数编码,水印编码器将配置参数埋入解码器使用的有水印的输出中。

[0029] 该装置还可包括提供经量化的信号至无损音频编码器的输入的噪声整形器,其中噪声整形器量化到位深并且配置参数包括位深。此外,装置可还包括选择量化位深的选择器单元,以最大化音频质量而不超出次要部分的信息传输能力。

[0030] 通过这种方式,本发明提供了一种系统,通过基带PCM传输通道能够传送高质量宽带宽信号,如果传输通道只传送顶部16比特也表现良好,当通过将信号解译为基带PCM的传统设备对编码流进行解码时,还提供了有限带宽音频的合理演绎。

[0031] 根据本发明的第四方面,提供了一种音频解码器,其适合接收PCM输入数字音频信号,该PCM输入数字音频信号包括由根据第一方面的对应的音频编码器生成的多个第二采样率的输入样本,音频解码器还适合由PCM输入数字音频信号生成输出数字音频信号,该输出信号具有高于第二采样率的第一采样率,其中:

[0032] 在0-5kHz的频率区域,输出数字音频信号与比较信号之间的差别为用固定统计数据进行频谱整形的噪声,其中通过滤波和重采样到第一采样率的操作由输入数字音频信号生成比较信号;

[0033] 在0-5kHz的频率区域,输出数字音频信号与第二输出信号之间的差别为用固定统计数据进行频谱整形的噪声,其中除了从每个样本去除次要部分,当与PCM输入数字音频信号相同的信号被馈给至解码器时生成第二输出信号;以及

[0034] 输出数字音频信号是提供给编码器的数字音频输入信号的精确副本。

[0035] 因此,第四方面的解码器的目的是与根据第一方面的相应编码器一同使用,相应编码器的输出在解译为纯PCM信号时能够满足发烧友的标准,如可频谱整形但不随时间变化的本底噪声。为了生成输出信号,解码器执行滤波、重采样和量化的操作。通过仿效解码器滤波和重采样的操作可生成比较信号,但在高精度上没有解码器的量化。输出数字信号和比较信号之间的差别由此隔离了解码器引入的量化人工产物。优选地,既然输入解码器的是满足发烧友标准的信号,由此断定比较信号也应该满足发烧友的标准,所以比较信号和输出信号之间的差别应该只包括满足发烧友标准的量化人工产物,并因此相当于用固定统计数据进行频谱整形的噪声。这既可通过听也可通过频谱分析仪来测试。

[0036] 根据本发明的第五方面,提供了一种音频解码器,其适合接收PCM输入数字音频信号,该信号包括多个第二采样率的输入样本,由此生成的输出数字音频信号具有高于第二采样率的第一采样率,该解码器包括:

[0037] 无损频带接合器,具有高频输入和低频输入,该频带接合器提供输出数字音频信号;以及

[0038] 解压缩单元,具有有损输入、修改输入和输出,该输出耦合到无损频带接合器的高频输入,

[0039] 其中:

[0040] 每个输入样本包括较重要部分和次要部分;

[0041] 根据较重要部分导出频带接合器的低频输入;

[0042] 根据较重要部分、但独立于次要部分导出解压缩单元的有损输入;并且

[0043] 根据次要部分、但独立于较重要部分导出解压缩单元的修改输入。

[0044] 为了逆向进行在相应的编码器中执行的频带分割和压缩的操作,要求有频带接合器和解压缩单元。完整无损的重建需要提供完整输入样本给解码器,但也需要在次要部分缺失时支持有损重建。为此,要从流的较重要部分馈给解压缩有损输入,还期望至频带接合器的低频输入应该基本上来自较重要部分,对于次要部分的任何依赖仅仅有助于改善低频信号的分辨率。

[0045] 优选地,根据较重要部分中包括的全部比特导出频带接合器的低频输入。较重要部分包括的比特馈给至解压缩单元以提供高频输入至无损频带接合器。因此,在导出低频输入时似乎自然排除了这些比特。这些比特会影响在标准PCM解码器中解码较重要部分的传统听众收听信号。然而,优选地,允许那些比特有助于低频输入。编码器能够根据“缺损性掩埋数据”的原理通过调整其他比特来补偿这些比特,某种程度上造成了本发明的解码器和标准PCM解码器之间的一致。

[0046] 优选地,频带接合器的低频输入也基于次要部分。这允许在次要部分可用于解码器时,改善提供给频带接合器低频输入的信号分辨率。

[0047] 更优选地,在0-5kHz的频率区域,输出数字音频信号与比较信号之间的差别为用固定统计数据进行频谱整形的噪声,其中通过滤波和重采样到第一采样率的操作由PCM输入数字音频信号生成比较信号。因此,就本发明的第四方面而言,上文描述的优点之一可与本发明的第五方面提供的优点相结合。

[0048] 优选地,音频解码器适合接收通过相应的音频编码器生成的信号,其中输出数字

音频信号是提供至该相应音频编码器的数字音频输入信号的精确副本。

[0049] 通过这种方式,就本发明的第四方面而言,还有上文描述的另一优点可与本发明的第五方面提供的优点相结合。

[0050] 如本领域技术人员将会理解的那样,本发明的无损音频编码器可能进行其他调整。另外,在其他方面,相应的解码器被考虑为包括编码器和解码器的通信系统。

附图说明

[0051] 将参照附图对本发明的示例进行详细说明,在附图中:

[0052] 图1A示出带有简单有损带宽扩展的现有技术的编码器,并且

[0053] 图1B示出对应的解码器;

[0054] 图2A示出带有改进的有损带宽扩展的编码器,并且

[0055] 图2B示出对应的解码器;

[0056] 图3A示出带有简单有损带宽扩展的噪声整形器和编码器,并且图3B示出对应的解码器;

[0057] 图4A示出使用提升的无损带宽分割,并且图4B示出对应的频带接合;

[0058] 图5A示出带有简单双重兼容无损带宽扩展的噪声整形器和编码器,并且图5B示出对应的解码器;

[0059] 图6A示出带有改进的双重兼容无损带宽扩展的噪声整形器和编码器,并且图6B示出对应的解码器;

[0060] 图7A示出使用噪声整形分割器的带有双重兼容无损带宽扩展的噪声整形器和编码器,并且图7B示出对应的使用噪声整形接合器的解码器;

[0061] 图8A示出噪声整形分割器,并且图8B示出对应的接合器;

[0062] 图9示出用于图7A的编码器的一部分和噪声整形分割器的替代配置。

具体实施方式

[0063] 有损带宽扩展

[0064] 在You等人的美国专利6,226,161“不失去解码器兼容性而建立的低比特率音频编码系统的音质(Sound Quality of Established Low Bit-Rate Audio Coding Systems without loss of Decoder Compatibility)”中描述了用于消费类音频的商业化‘可扩展’传输系统。从建立将代表有损压缩音频信号的数据流封包到能够通过标准SPDIF数字音频接口传输的16-bit字符中的系统开始,改进的系统提供了以与为原系统设计的解码器兼容的方式将还的“扩展流”封包到同样的格式中以允许更高音质的选项。然而,虽然SPDIF经常用于传输PCM流,但本文中‘兼容性’涉及建立的专用解码器的基础结构,而不是适合在不用特殊解码器的情况下播放PCM流的装置,这是本发明的目的所在。

[0065] 图1A和1B示出与在上文引用的参考文献中由Komamura所提出的类似的PCM-兼容带宽扩展方案。在图1A的编码器中,频带分割器3接收例如以96kHz采样率采样的原始信号2,该信号可能携带在0-48kHz频率范围内的信息。频带分割器使用已知方法(如正交镜像滤波器)将信号2分割为低频(LF)信号15和高频(HF)信号28,分别携带0-24kHz低频信息和24-48kHz高频信息,LF和HF信号都以48kHz采样,也就是原始采样率的一半。然后使用已知方法

将HF流有损压缩4为具有小比特数的数据流7,例如1、2或3比特,而LF流通过截短或噪声整形5成为具有大比特数的信号6,例如15、14或13比特。图1A示出了数据流7具有3比特,而信号6具有13比特的示例。然后,如图1A所示,将来自两个流的样本封包到具有 B_1 - B_{16} 比特的16-bit样本的单个复合输出流8中。16-bit输出流包括较低采样率如48kHz的样本,并且能够使用标准消费类装置传输和储存,该装置也能够重放样本8的流。

[0066] Komamura提出使用ADPCM(自适应差分脉码调制)作为有损压缩的基础。Komamura在ADPCM单元前使用降低采样频率采样器来提供24kHz采样率的HF流的表达,然后该表达压缩为每样本2比特,并将2比特序列化为48kHz的1-bit流。这样,HF信息只占用最终16-bit输出中的1比特,而允许15比特的LF分辨率。由于降低采样频率本身就是有损过程,Komamura的降低采样频率采样器和ADPCM单元可一并看作为有损压缩单元4。因为降低了采样频率,解码器不能提供频率不超过48kHz的解模糊重建:最好限制在36kHz。

[0067] 图1B示出与图1A对应的解码器,其中流6和7分别从传输的流8的上部13比特 B_1 - B_{13} 和下部3比特 B_{14} - B_{16} 还原而来。解压缩单元9实质上是压缩单元4的逆向操作,所以频带接合器10馈给有LF和HF信号,该LF和HF信号实质上类似于频带分割器3产生的LF信号15和HF信号28。频带接合器10重组这两个信号以产生输出信号11,其在频率范围0-24kHz内的音质主要受噪声整形器5限制,并通过压缩单元4和解压缩单元9的联合作用人为介入超声波范围24-48kHz。

[0068] 不用解码器而将流8作为PCM音频播放的“传统”听众,听到的主要是来自频带分割器的噪声整形(或截短)的LF输出,其作为原始信号2的降低的采样频率和较低质量的版本应该是可以接受的。然而,包含压缩的HF信号7的流8的最低有效位也会有助于传统听众播放器的音频输出。理想压缩器的输出是类似噪声信号,否则会包括冗余,原则上能够去除冗余来改进压缩。实际上,可能有必要提供明确的扰频处理来去除音调上的人为产物,并将压缩器输出渲染为真正地类似噪声信号。在本文中我们假设压缩器4内部包括这样的扰频处理,如果必要的话,以确保其输出压缩为统计独立的二进制代码。

[0069] 另一个贯穿本文的假设是,如压缩和解压缩这样的过程是瞬时的。实际上,这些过程导致信号延迟,使得必须引入补偿延迟至平行信号通路。为了清楚起见,从示意图中省略了该补偿延迟,并且类似地,示意图不排除将信号采样组织到区块中,这对于处理单元的正确操作应该是方便或必要的。

[0070] 使用缺损性掩埋数据的带宽扩展

[0071] 在图2A中,有损压缩器4输出的是数据信号,但如图1A所示,传统听众听到的也是音频信号。在图2A中识别了这种双重解译,其中单元12可能实际上不存在,但包括在这里以强调信号7具有数据信号和PCM音频信号的双重解译。如果解译为音频信号,则视为右对齐并占用16-bit字符的底部3比特,即比特 B_{14} 到 B_{16} ,而字符的其他比特为零。

[0072] 因此,解译为音频信号的信号7馈给至减法器15,以便噪声整形器5接收与LF信号反相位的信号7而产生更改的13-bit信号6',该信号6'置入输出字符8的上部13比特的 B_1 - B_{13} 中。传统听众会听到解译为PCM音频信号的完整的输出字符8,其为信号6'和7的总和。传统听众既直接通过完整字符8的下部3比特,也会以反相位通过噪声整形器在字符8的上部13比特听到压缩信号7,压缩信号7的这两种表达会抵消。这是在M.A.Gerzon和P.G.Craven的“A High-Rate Buried Data Channel for Audio CD(用于音频CD的高速率掩埋数据通

道)”J.Audio Eng.Soc.Volume 43Issue 1/2pp.3-22;February 1995中描述的“缺损性掩埋数据”的实例。

[0073] 噪声整形器5内部包括13-bit量化器和噪声整形滤波器。和从压缩信号中消除噪声一样,缺损性掩埋数据提供了用于13-bit量化器的缺损性抖动。量化人工产物不同于添加性噪声,目前是16-bit水平而不是13-bit水平。通过噪声整形滤波器形成的13-bit水平的添加性噪声,可能提供了两个或更多比特的感知优势,而缺损性抖动引入了4.77dB噪声,少于传统的TPDF抖动。因此,其感知表现可等同于使用TPDF抖动的16-bit系统。

[0074] 图2B示出了对应的解码器。除了输入至频带接合器10的LF馈给有整个16-bit复合信号而不是只有上部13比特以外,图2B的解码器与图1B中完全相同。因此,该LF信号为信号6'和7的结合,与传统听众听到的相同,享有缺损性抖动相同的优势。

[0075] 上文引用的Gerzon和Craven的文献也描述了其他数据的非整数比特可如何“掩埋”在PCM信号下部的比特中。特别地,将半整数的比特直接掩埋在双通道(立体声)流的每一个通道中。为简单起见,本文描述假设为整数,但很清楚的是本文中描述的设计能够用于压缩数据非整数的比特。

[0076] 无损带宽扩展——一般考虑

[0077] 图3A和图3B分别示出了用于简单无损带宽扩展系统的编码器和解码器。图3A和3B与图1A和1B之间的结构相似性是显而易见的,但无损重建的要求强加了额外限制,并且要求仔细注意在有损情况下不会出现的量化方面。

[0078] 无损系统不允许丢弃信息,所以传输通道必须具有至少与待传输的信号中信息同大量的信息携带能力。无损压缩的经验表明16比特或更高分辨率的96kHz音频信号中的冗余通常大约为8比特。因此16-bit 96kHz信号可压缩为每样本8比特的数据率,而24-bit 96kHz信号可压缩为16比特。因此,16-bit 96kHz信号通常能够通过16-bit 48kHz通道传输。然而,这将会不兼容,因为如果解译为PCM信号,最优压缩信号会作为满量程白噪声出现。PCM兼容性要求将冗余强加到PCM信号中,从而需要更大的字宽。

[0079] 因此,一般不可能将16-bit 96kHz信号以PCM兼容性无损封包到16-bit 48kHz通道中,一般也不可能将24-bit 96kHz信号以PCM兼容性无损封包到24-bit 48kHz通道中。然而,将16-bit 96kHz信号的PCM兼容无损封包到24-bit 48kHz通道中通常是可行的。

[0080] 目前“96/24”(也就是采样率96kHz及位深24比特)被广泛认为是光盘“44/16”的下一步。然而,Gerzon在1995年发现,96kHz采样非常有利于噪声整形,相比于广泛用于CD的44.1kHz整形器,允许感知改进更大而高频噪声频谱的增加更温和。Gerzon的96kHz整形器提供了几乎5比特的感知改进,该整形器系数载于Acoustic Renaissance for Audio,“A Proposal for High-Quality Application of High-Density CD Carriers(关于建立高密度光盘载体的高质量的应用)”private publication(1995April);再版于Stereophile(1995Aug.);日语版in J.Japan Audio Soc.,vol.35(1995Oct.);www.meridian-audio.com/ara可提供下载。Stuart提供了考虑人类听觉能力的细致分析(“Coding for High-Resolution Audio Systems(用于高分辨率音频系统的编码)”J.Audio Eng.Soc., Vol.52,No.3,2004March,特别参见图16),从中可推断,以TPDF抖动(但无噪声整形)适当量化到20.5比特的44.1kHz采样的数字系统,总会提供充足的动态范围作为发行媒介。使用96kHz采样时,非噪声整形的噪声频谱密度被还减少3.4dB。因此能够推断,带有适当噪声整

形的16-bit 96kHz通道足够作为满足发烧友要求的发行格式,甚至还留有余地

[0081] 因此,考虑到信息理论的争论及心理声学的争论,有必要且可允许将可具有大的位深(如24比特)的96kHz输入信号再量化为较小的位深(如16比特)。相应地,图3A中所示的96kHz噪声整形器1,将未指明分辨率的96kHz输入信号再量化为例如17比特,提供识别为“A”的量化信号2。频带分割器3是无损的,并且生成也是17比特的低频输出15和分辨率标示为18比特的高频输出28,尽管对于真实的音频信号很少会用到全部18比特。因此,低频输出占用了假设的24-bit输出字符16中的17比特B₁-B₁₇,余下7比特B₁₈-B₂₄用于高频信号28通过无损压缩器14生成的无损压缩版本。

[0082] 在图3B的解码器中,无损解压缩单元9将信号28a还原为高频信号28的副本。因此,无损频带接合器10接收的信号与无损频带分割器3生成的信号15和28相同,从而能够将输出信号11重建为信号12的无损副本。从而也将信号11识别为“A”。

[0083] 由于量化是有损过程,图3A和图3B所示的总处理不能为无损;而无损的是从编码器中信号2到解码器的输出11的通路。因此,图3A和图3B的编码器和解码器提供的处理作为一个整体实现了输入信号的噪声整形版本,其中能够选择噪声整形1来满足发烧友包括抖动并带有恒定位深的标准。

[0084] 使用“提升”的无损频带分割器和接合器

[0085] 图3A和3B的架构需要无损频带分割器3和接合器10,其中“无损”是指考虑到处理中量化错误的精确到bit的重建。建立这种无损频带分割器和频带接合器有多种方式,图4A和4B中所示的是基于“提升”原则的方式(Calderbank, Daubechies, Sweldon及Yeo: “Wavelet Transforms That Map Integers to Integers(整数至整数映射的小波变换)” Applied and Computational Harmonic Analysis, vol.5, pp 332-369 (1998),特别是其中的图4和5)。

[0086] 在图4A的频带分割器中,以“2x”采样率如96kHz采样的输入流被解交织以生成基数和偶数样本的分离流,每个样本采样率为“1x”如48kHz。这两个流几乎但不完全共时序: 2x流中的原始低频信号表现为在奇数流中相对于偶数流延迟或提前一半的1x样本。

[0087] 现在应用两个提升步骤。提升步骤将一个信号的函数加给另一个信号:

$$[0088] \quad X' = X + f(Y)$$

$$[0089] \quad Y' = Y$$

[0090] 能够简单倒转为:

$$[0091] \quad X = X' - f(Y')$$

$$[0092] \quad Y = Y'$$

[0093] 这是无损的,提供的函数f在两种情况之间是完全一致的(包括状态变量的任何量化和初始化)。

[0094] 在图4A的第一个提升步骤中,“X”被鉴别为奇数样本流,而“Y”被鉴别为偶数样本流。如果从奇数流中减去偶数流,将大幅消除低频,但对于最佳的消除需要校正半样本转换。因此,我们想要给偶数样本应用半样本延迟。这能够通过具有偶数片的对称FIR滤波器接近,但这是非因果关系的,所以滤波器“f”实际上对于某些n实施了(n+1/2)个样本延迟,并且在奇数通路中有n个样本的补偿延迟。例如:

$$[0095] \quad \frac{3}{256} - \frac{25}{256} z^{-1} + \frac{75}{128} z^{-2} + \frac{75}{128} z^{-3} - \frac{25}{256} z^{-4} + \frac{3}{256} z^{-5}$$

[0096] 上述为这种具有 $n=2$ 和2.5个样本延迟的滤波器。10-20个片长度的滤波器可合理提供对原始频谱下半部分中绝大多数(即频率显著低于24kHz)具有良好抑制的“HF”流。

[0097] 再次假设2x流以96kHz采样,原始频谱上半部分失真下降至来自解交织单元的、但反相的偶数流和奇数流中的0-24kHz。因此,在24-48kHz范围内的原始信号通过第一提升操作在振幅上增加了一倍,因此1x HF输出可能具有2x输入的两倍振幅。这就是在图3A中HF输出28示出为具有18比特而不是17比特的原因。

[0098] 在图4A中第一提升步骤不影响偶数样本流,该偶数样本流因而携带来自原始2x频谱的上下两部分的同等程度的信号。第二提升步骤的目的是通过减去HF输出从偶数流中去除原始高频信息。再次地,时间配准需要“半样本延迟”滤波器(实际上为 $n-1/20$ 本),而且补偿HF输出的双倍振幅需要乘以0.5。

[0099] 图4B示出了相应的频带接合器,借助从右至左的信号流来强调图4A的提升步骤是以相反顺序倒转的,产生的1x采样率的“奇数”和“偶数”交织以重新无损地组成2x采样率的原始流。

[0100] 这两个提升操作会提供一对流(LF, HF),其中LF流在分频点附近的精确反应可能不理想——可能在切断前轻微上升。如果考虑这个问题,能够通过调整的滤波器整形使用三个提升操作来避免。

[0101] 每个量化 Q_1 、 Q_2 应该为原始步长,例如如果输入到频带分割器的是占用-1到+1的信号范围的17-bit信号,则例如为 2^{-16} 。图4A中频带分割器的LF和HF输出也会量化到该原始步长。

[0102] 对于无损重建,解码器中的每个量化 Q_1 、 Q_2 必须与其在编码器中的副本表现相同,例如都向上舍入或都向下舍入。

[0103] 无损带宽扩展——单重兼容

[0104] 回到图3A,借助输入至无损频带分割器3的17-bit,输出比特总数(半采样率)为17+18=35比特,明显不符合期望的24-bit输出字符。

[0105] 虽然HF信号可能包括18比特的信息,但在实际中其峰值级低于35dB或更高的理论最大值,即使对于“有力的”商业录音也如此。无损压缩明确表示为减少比特数的手段。无损压缩器内部生成可变数据率,该可变数据率在实际中需要通过缓冲来平滑,例如使用FIFO(先进先出)缓冲器。频带分割器生成的HF信号通常表现的比标准音频信号更“突发”,这样缓冲就尤为重要。为清楚起见,本文图中没有示出必要的缓冲器,但假设每个无损压缩器和解压缩器都设有缓冲器,正如其在MLP压缩系统中那样。当然,FIFO缓冲引入了延迟,并且有必要在任何平行信号通路中(如LF信号通路)增加固定延迟以便维持时间配准。再次地,为清楚起见从图中省略了这种固定延迟。

[0106] 970个96kHz商业录音的语料库测试表明,借助0.3秒的FIFO缓冲器,如果量化到15比特和18比特之间的位深,复合LF和无损压缩的HF信息会在97.6%的情况下符合24比特。

[0107] 因此一般而言,具有不同的量化位深的试验编码可用于确立最大量化位深,该位深可用于要编码的每一项。如此可见,粗糙化96kHz量化以两种方式缩减复合信息要求的位宽:

[0108] • 直接地,因为LF信号进行了较粗糙地量化。

[0109] • 间接地,因为HF信号进行了较粗糙地量化,并由此压缩为较少的比特。

[0110] 然而,较粗糙的量化也增加了HF信号中的整形噪声。这是否具有显著影响取决于噪声在HF通路中是否占信号的主要地位,可随时间变化并因此在贡献数据的不同时刻而不同的事件,该数据在任意给定时间存储在无损编码器的FIFO缓冲器中。从经验上而言,我们发现,粗糙化1bit的96kHz量化可减少1.5比特的48kHz复合信息。

[0111] 在16-bit原始材料的情况下,复合信息经常会直接符合24比特,这种情况下可去除图3A中示出的预量化器。

[0112] 如已表明的,图3B中标为“A”的解码器的输出11是编码器中也标为“A”的信号2的无损副本。因此解码的输出11的听众会享受到96kHz噪声整形器的好处,其可提供的噪声密度在0-7kHz的范围内等于20-bit或21-bit的量化,甚至只有16比特的量化。

[0113] 没有解码器的“传统”听众将听到被解释为PCM信号的编码器的输出,因此主要是频带分割器的LF输出、可能还有无损压缩器的输出被解释为24-bit字符的下部比特中的PCM信号。如上所述,如果该输出不是噪声状信号的话,该输出应变形。

[0114] “传统”听众也易于接受图4A中量化器Q₁和Q₂生成的任何量化人工产物,因为这些量化器耦合了频带分割器的LF输出。这些人工产物可通过使用抖动渲染为良性的并通过噪声整形从感知上来减少,但是为了保存无损重建,图4B的解码器必须在其量化器Q₁和Q₂中使用相同的噪声整形和相同的同步抖动。此外,如果噪声整形器具有状态变量,可能有必要在解码器和编码器中完全相同地初始化这些变量。

[0115] 双重兼容性:简单方法

[0116] 图5A示出结合了图3A和1A中阐明的想法的编码器,给出了三个收听选项:

[0117] • 传统听众收听1x采样率的信号的13-bit表达,但是没有图2A和2B的噪声整形和缺损性抖动的优势。

[0118] • 听众通过仅访问复合信号的上部16比特,可使用图1B的解码器来享受13-bit表达的有损带宽扩展。

[0119] • 听众通过访问全部24比特,可使用图5B的解码器来享受点“A”的13-bit信号的全带宽无损复制,即由于96kHz整形器而在临界频率范围0-7kHz的范围内具有17或18比特的分辨率。

[0120] 因为信号“A”被量化为13比特,频带分割器3也可被配置成生成13比特的LF输出15,该输出直接符合输出字符16上部的13比特B₁-B₁₃。然后,将HF输出28有损压缩4并调整12为输出字符16的14-16比特B₁₄-B₁₆。因此,对于16-bit听众,输出字符16的更重要的部分8提供了与图1A中16-bit字符8相同的解码选项,如上文两个项目符号项所示。

[0121] 为支持用于24-bit听众的无损编码,与图5A的编码器类似的编码器能够提供HF信号28的无损压缩14,以提供经压缩的信号27,该信号置入输出流16的次要的部分17,也就是B₁₇-B₂₄。然而,改进编码器以嵌入有损解压缩单元9的副本9',该单元会用在图5B的解码器中,并从未压缩的HF信号28减去18单元9'的输出,以形成馈给至无损压缩单元14的“修改”信号。借助有损压缩和解压缩的适当设计,减法18可将压缩的修改信号27的数据率减少到数量上几乎等于有损压缩信号7消耗的数据率。

[0122] 图5B的解码器将经压缩的流27解压缩19以提供修改信号的副本,为了补偿编码器

中的减法18并提供频带分割器输出28的副本28a,将该修改信号加入20到有损解压缩器9的输出中。由此将与来自频带分割器3的信号15和28一致的信号15和28a馈给至频带接合器10,这样频带接合器能够提供输出11信号2的精确副本“A”。

[0123] 图5A中所示的解压缩、减法和无损压缩一般是数据率低效的,通过调适有损压缩器能够获得修改信号的更紧凑表示以直接提供修改信号。例如,Yu等人指出了有损MPEG 4编解码器可有效扩展为无损操作作为MPEG-SLS(Yu,Geiger,Rahardja,Herre,Lin及Huang:“MPEG-4Scalable to Lossless Audio Coding(可扩展到无损音频编码的MPEG-4)”,Audio Eng.Soc.117th Convention 2004 October 28-31San Francisco,AES preprint#6183)。

[0124] 相应地,在图6A中,所有这些处理都假设为发生在单一的压缩单元21内,产生已有效封包的修改信号,因此不存在对独立无损压缩器的需求。相似地,相反的处理假设发生在图6B中的解压缩单元22内,其中输入标准有损压缩信号7和修改信号。

[0125] 因此,在一些不那么优选的实施方式中,压缩单元21可包括图5A的虚线框内所示的内部子单元。相似地,解压缩单元22可包括图5B的虚线框内的内部子单元。但这是次优的配置。

[0126] 图6A和6B也表明了HF和LF信号的量化深度之间的不同关系。96kHz量化到15比特,然而无损频带分割器的LF输出15只量化到13比特,而HF输出量化到18比特。通过从图5A的频带分割器的LF输出中去除两个最不重要的比特,并且将这些比特附到HF字符的底部,能够粗糙地实现这种量化深度的不等。对于更复杂的方法,上文引用的Calderbank等人的文章“Different Expansion Factors for the High and Low Pass Channels(对于高通和低通通道不同的扩展因素)”的2.3部分提到了阅读器。这个改变对16-bit听众没有帮助,但如果由较长的HF字符获得的修改信号仍会充分压缩到符合8比特,24-bit听众会得益于额外的2比特分辨率。

[0127] 在这些描述和图示中,96kHz量化位深(如13比特和15比特)只是用于说明而不是旨在限制。这也同样适用于96kHz频率本身。相似地,有损压缩输出所示的3比特是示例,而在实际中也可压缩为更小的比特数。

[0128] 改进的双重兼容性

[0129] 图6A和6B的方案给24-bit听众提供了出色的表现,但是对于传统听众和使用解码器的16-bit听众而言还不如使用图2A的编码器,因为图6A和6B的方案失去了图2A和2B的方案所提供的LF信号噪声整形和使用压缩HF信号作为用于LF信号的缺损性抖动的优势。图7A的编码器恢复了这些优势,并设计为允许用于复合字符16的三个收听可能性:

- [0130] • 由播放器解译更重要的部分8作为标准16-bit PCM信号的传统听众收听
- [0131] • 由只接收16-bit更重要部分并使用图2B解码器的听众收听
- [0132] • 由接收全部24比特并使用图7B解码器的听众收听

[0133] 注意,如果删除输出字符的次要部分17和馈给该部分的信号通路,并以噪声整形器5代替噪声整形分割器5',则图7A的编码器变为相当于图2A的编码器。因此,已经给出的关于图2A和2B的方案的解释适用于不管是传统的还是使用图2B解码器的16-bit听众,对于这两种情况都要保证正确解码。因此,基于听众接收复合字符的全部24比特的假设,我们现在将注意力集中在图7A连同图7B的操作上。

[0134] 图7A的新特征是噪声整形分割器5',其提供了噪声整形输出6'加上“LSBs”信号

23, 信号23包括在噪声整形处理中已去除的信息。将信号23发送到输出字符16次要的部分17中的一些比特 $B_{17}-B_{20}$, 以便在图7B的解码器中, 信号6' 和23都可用于噪声整形接合器24, 该接合器重建信号26a作为信号副本。然后, 在图7A的编码器中, 为了提供LF信号15a作为信号15的副本, 将信号7加入25到信号26a中。

[0135] 图7B中的解压缩器22以与图6B中相同的方式运行, 以提供HF信号28a, 该信号是HF信号28的无损重建。因此通过提供无损重建的LF和HF信号, 频带接合器10能够将输出信号11重建为信号2的无损副本。

[0136] 因为编码器将LF信号15中的信息分割到复合字符较重要和次要的部分8和17之间, 所以与图6A的编码器相比, 图7A的编码器能够处理更高精度的96kHz信号2。图7A和7B示出了系统如何能够配置为用于具有17比特的信号2。对于17-bit的信号2, 信号26也具有16比特而信号23具有3比特, 从而允许5比特用于“修改(封包)”信号27。对于18-bit的信号2, 信号26也具有18比特而信号23具有5比特, 从而允许3比特用于“修改(封包)”信号27。

[0137] 噪声整形分割器5' 和接合器24可以多种方式实施。图8A和图8B提供了各自的示例。

[0138] 图8A中, 13-bit量化器31使用滤波器33噪声整形, 该滤波器的脉冲响应具有无零延迟项并且传递函数为 $H(z)-1$ 。函数H的优化已在文献中进行过广泛讨论: 一个可能的选择是H(z) 为 $H(z)=1-0.886 \cdot z^{-1}+0.391 \cdot z^{-2}$, 但已知更多“激进型”整形器给出两个或更多比特的感知改进。子单元30、31、32和33生成输出6' 的操作也已进行过广泛讨论。

[0139] 在标准实践中, 滤波器33的输出会直接从输入信号中减去。然而, 因为噪声整形是有损处理, 这里对于24-bit解码器而言, 必须能够“撤销”整形器影响。参照图7B, 接合器24从编码器的分割器5' 接收了“MSBs”6' 和“LSBs”23输出。如果没有噪声整形, 接合器能够通过将MSBs和LSBs (适当调整) 加到一起恢复信号26。如果从噪声整形中进行信号修正是LSBs的确定性功能, 接合器也能够重建输入26。最容易安排的是, 如果H为带有量化系数的有限脉冲响应滤波器, 则修正是确定性的。而且, 滤波器33的输出应量化36为与输入相同的位宽, 即所示的17比特, 否则会增加LSBs输出的位宽。此外还应对17比特量化进行抖动36以避免将17-bit水平的未抖动量化人工产物引入传统和16-bit听众听到的信号中。该抖动必须是确定性的, 并且抖动发生器35、35a必须在编码器和解码器之间同步。

[0140] 考虑到这些条件, 图8B中的接合器能够在单元33a、34a、35a、36a中从“LSBs”信号23生成噪声整形修正38的副本38a, 该修正38由图8A的分割器中的单元33、34、35及36生成。加法器32a加上由量化器3' 从信号37中去除的次要比特23, 而加法器30a抵消了减法器30的效果, 因而生成信号26的副本26a。

[0141] 回到图7A和7B, 因为信号2少于16比特, 所以系统能够作如下改进。噪声整形分割器5' 可配置为接收16-bit输入26, 16比特的底部比特从而只包括相应的底部比特压缩信号7, 除了由减法器13引入的变号。在图8A中, 除了已经减去噪声整形修正38, 这些比特也通过分割器传播并出现在信号23中。从而, 理解信号38的解码器可推导出这些比特。相应地, 这些比特在信号7和信号23中两次有效提供给复合字符。因此, 可将编码器修正来从信号23中去除冗余比特, 然后由解码器进行还原。在15-bit信号2的情况下, 只有一个最不重要bit通过编码器从“LSBs”信号23中去除, 并且能够还原为以下信号的异或:

[0142] ——图8B中信号38a的最不重要的bit输出; 和

[0143] ——图7B中信号7的最不重要的bit。

[0144] 该过程是递归的,因为通过噪声整形滤波器33a的传播,再生的分割器在特定样本时刻得出的LSB会影响下一样本时刻的信号38a。因此,有必要确保噪声整形滤波器33和33a中的状态变量初始化为相同的值。不管是在编码器还是解码器中,当然要在流的开始将这些变量设置为零。

[0145] 复合编码字符的次要部分的布局由实施者酌情决定。例如,由整形器而来的LSBs和封包的修改信号能够进行交换而不影响整体操作。图9示出了包括分割器的编码器的相关部分,如虚线框内所示,该编码器提供了16bit信号29,而该信号29直接提供了输出复合字符的最重要部分8。分析示出,如果将图9替换为图7A中对应的元素12、13和5',则复合字符16没有变化。本领域技术人员也会意识到,量化1和31能够替换为步长不必与精确的2的幂相关的量化。在这种情况下,一些信号不是二进制的而是多种选择,并且为了最高效率这些信号能够在复合字符内进行熵编码。然而,对于PCM兼容性而言,“MSBs”信号6'应该表述为标准二进制格式中的整数而不是熵编码。

[0146] 考虑到在某些情况下能够传输20-bit音频而不能传输24-bit音频,也可能有要提供三重兼容性的需求,即提供在传统听众、使用解码器的16-bit听众和使用解码器的20-bit听众之间平衡的优势,以及用于24-bit听众的无损带宽扩展复制品。这可通过还细分24-bit复合字符次要的部分和还应用已描述的原理来实现。

[0147] 在本文中引用的16比特和24比特仅反映了目前实践中流行的字宽,而本发明同样能够以不同的值应用于这些更长和更短的字宽。

[0148] 综上所述,本文所描述的系统提供了带有多重解码选择的PCM兼容流。尽管有必要使用解码器来实现原始高取样率信号的无损复制,因而将提供给传统听众的信号描述为‘有损’,但以在发烧友圈子里描述为‘良性的’方式来减少有损,即使用的操作只有非时变滤波、降低采样率以及强加非时变本底噪声的再量化。

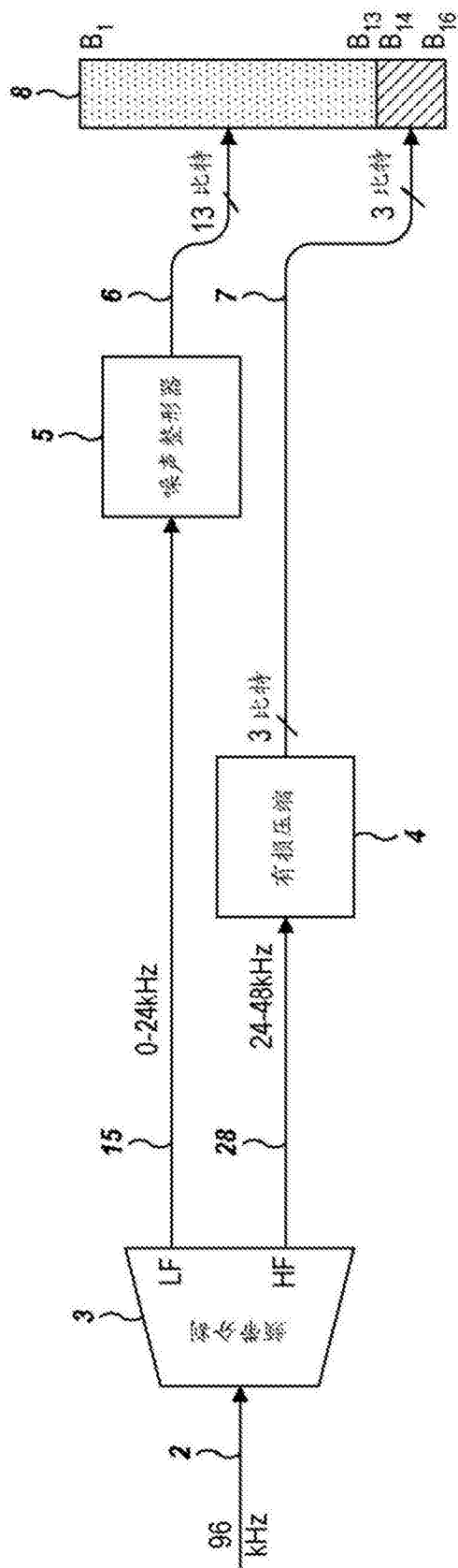


图1A

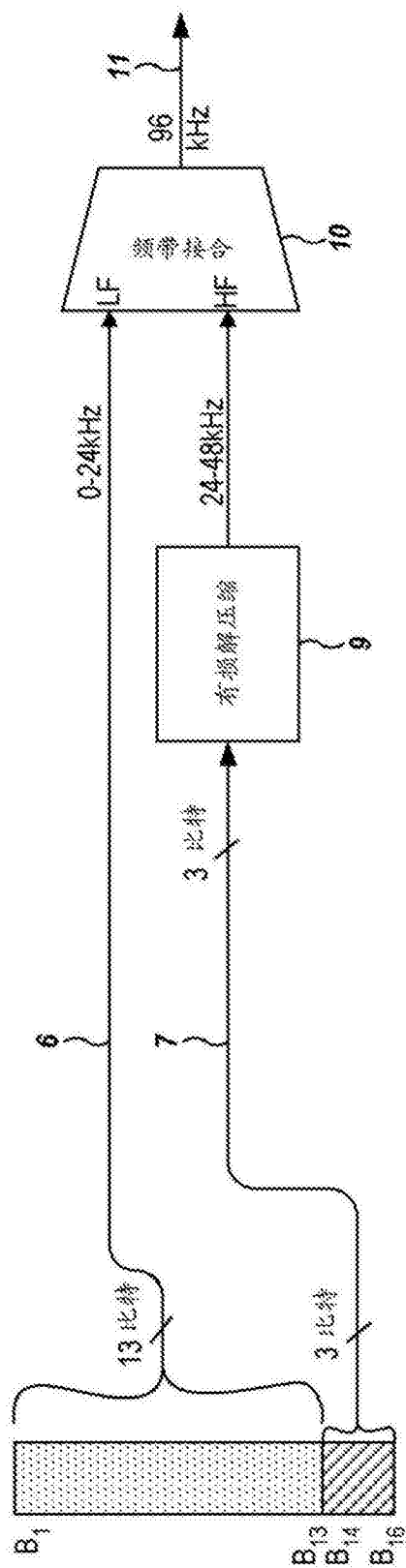


图1B

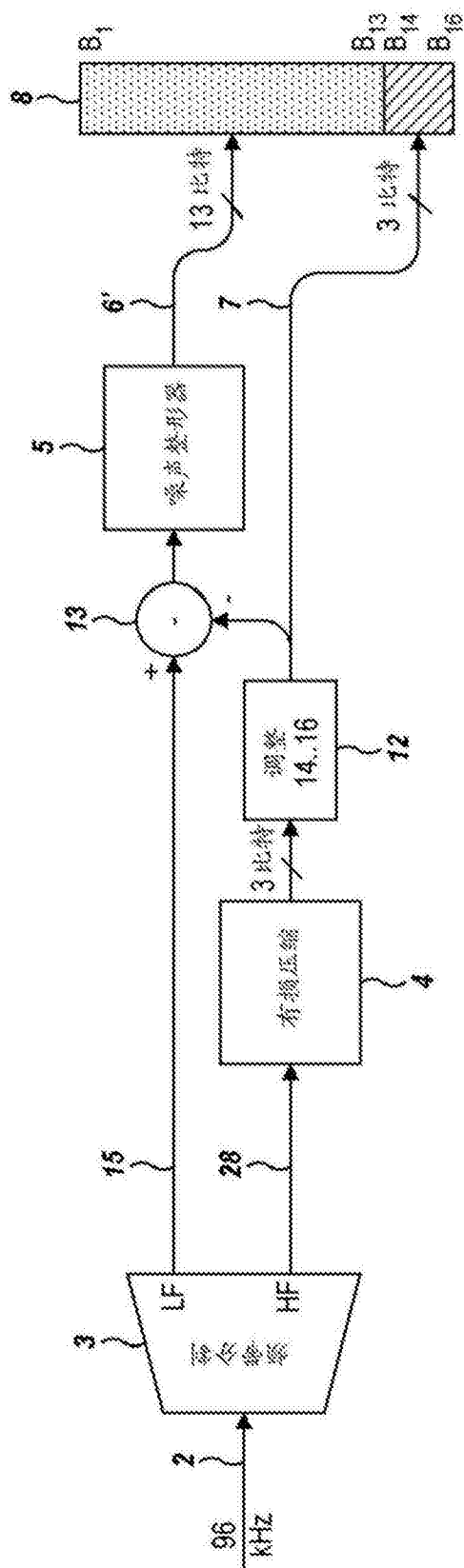


图2A

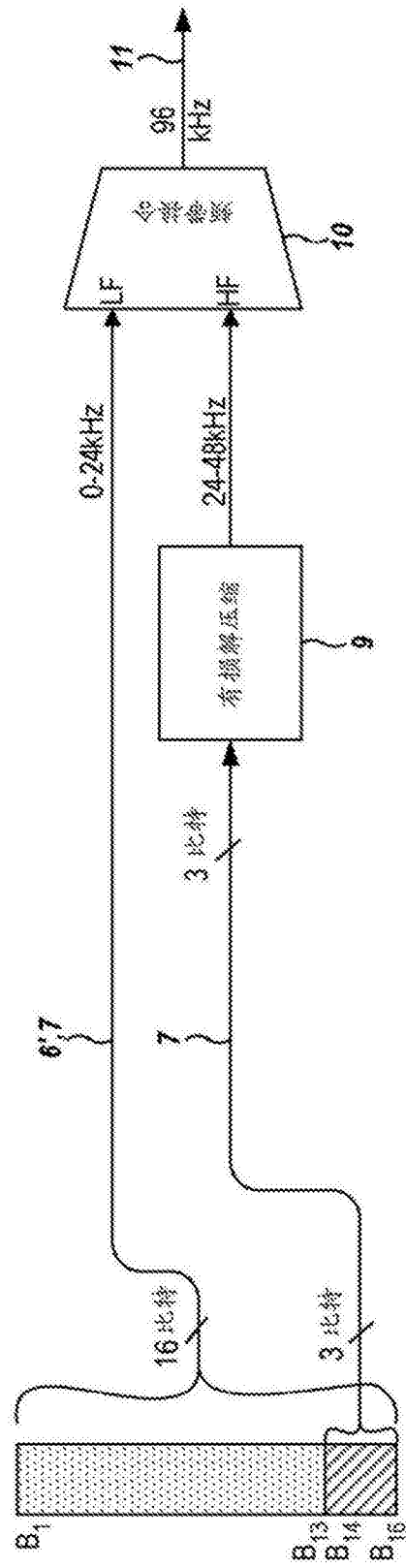


图2B

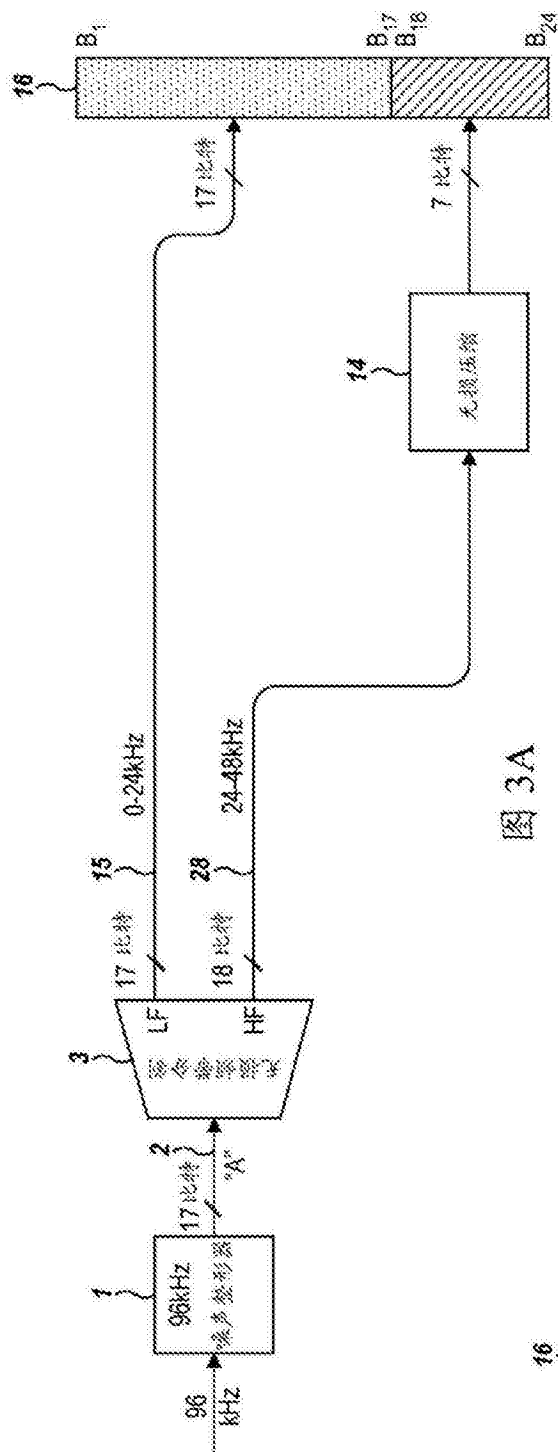


图 3A

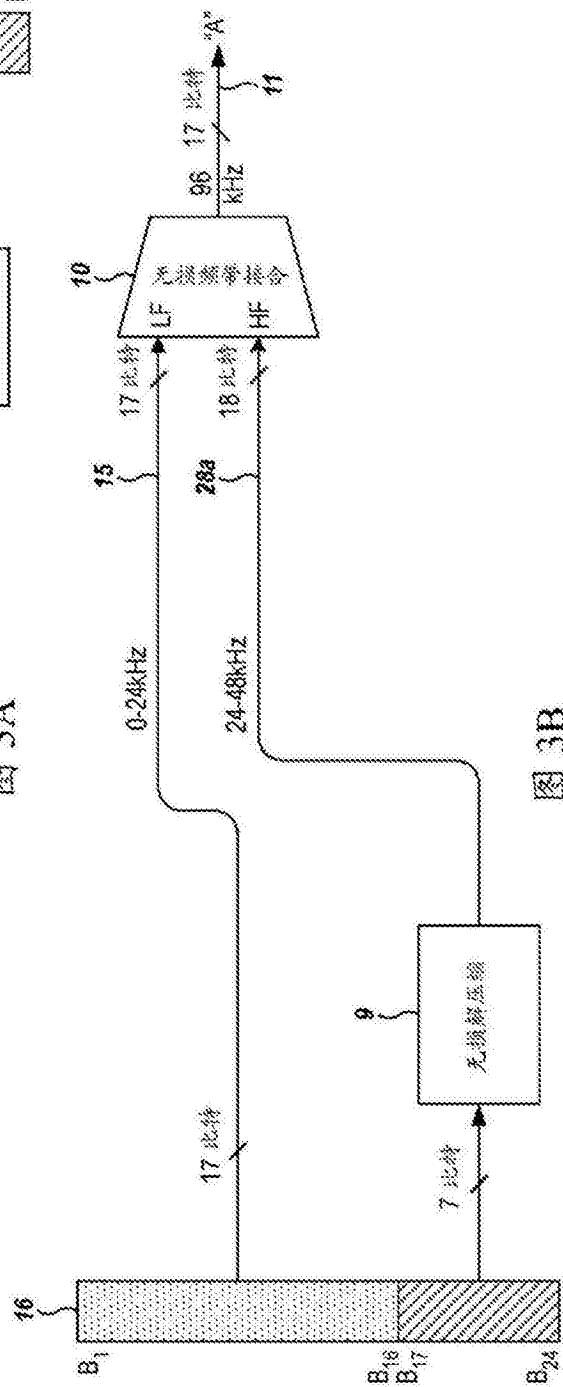


图 3B

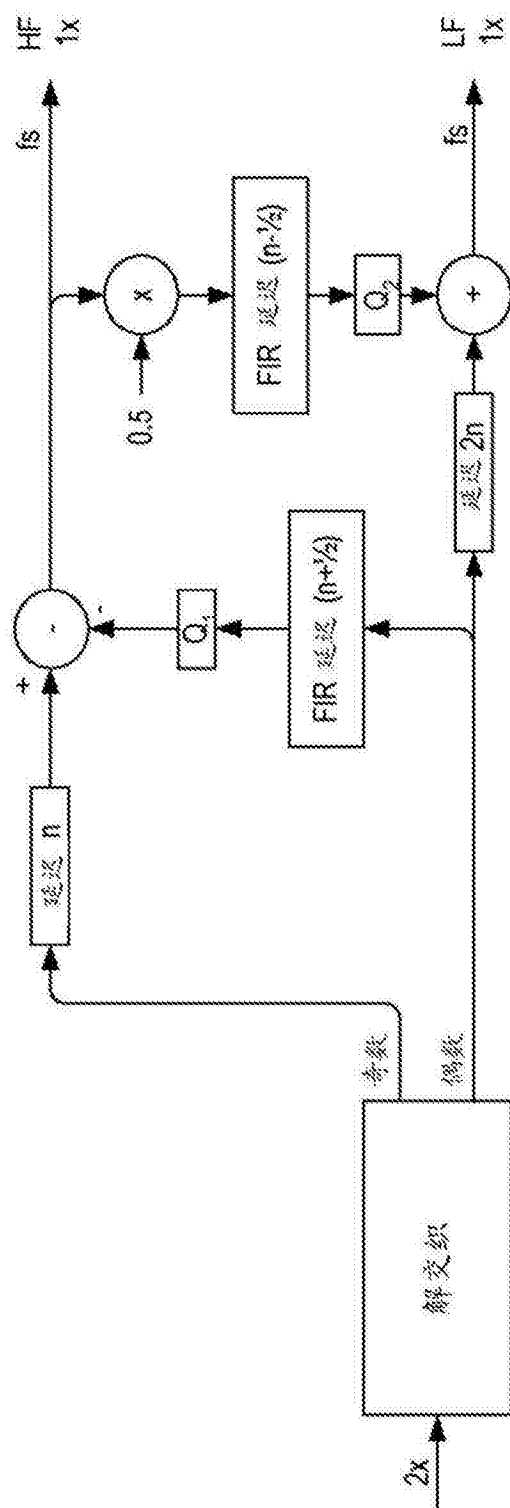


图4A

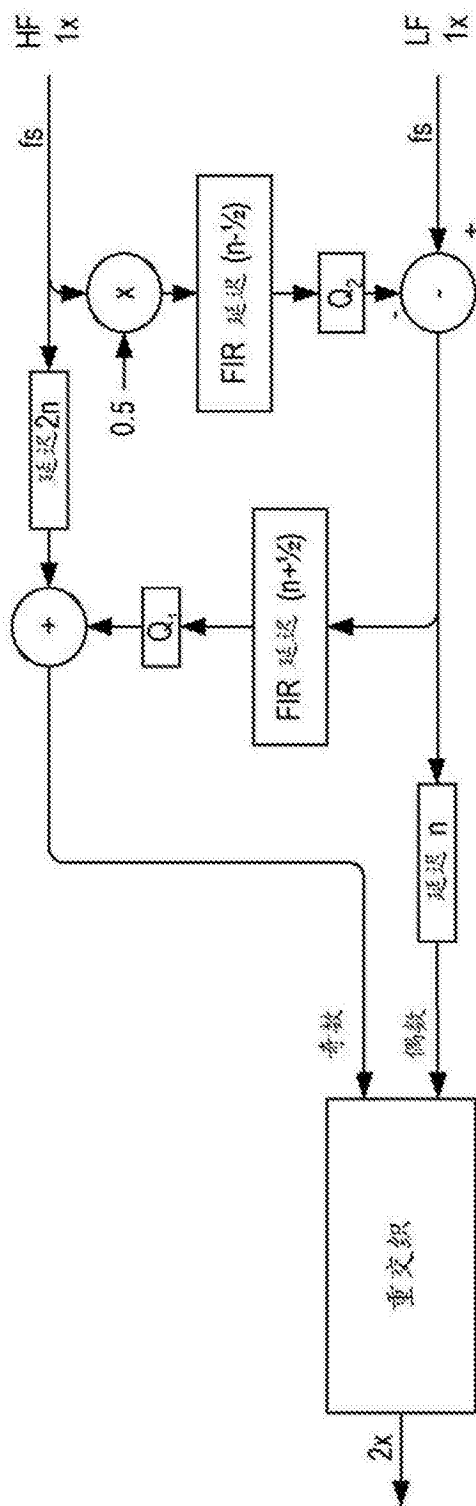


图4B

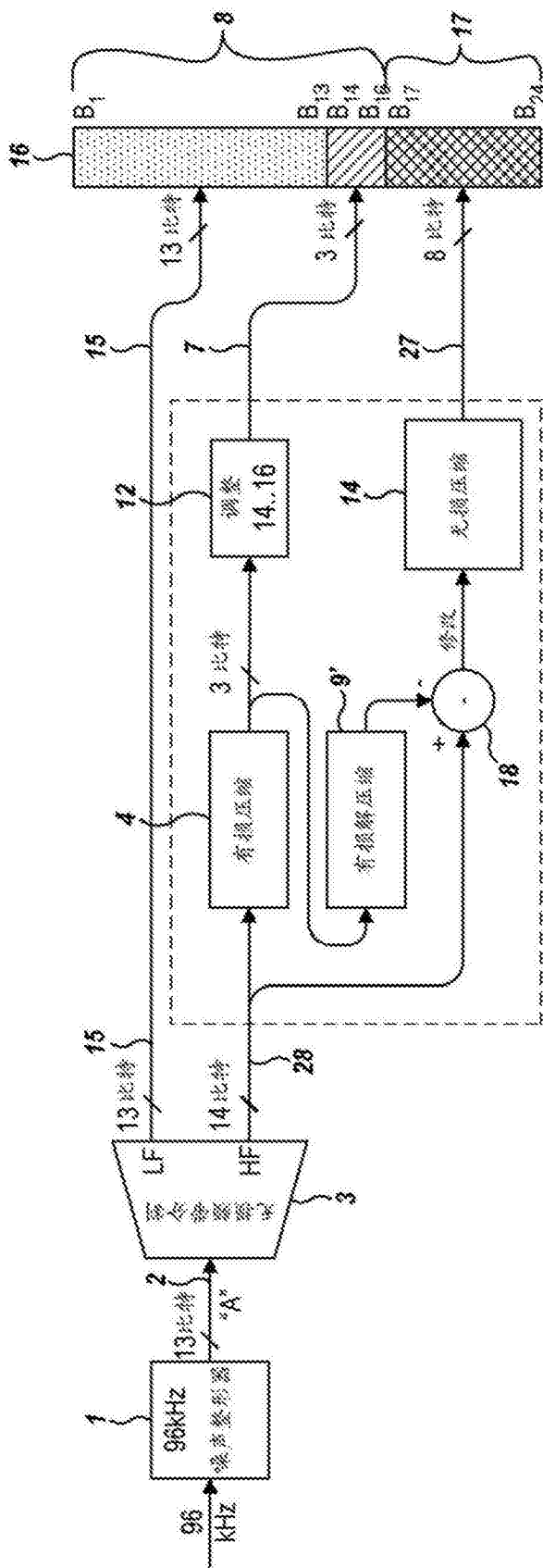


图5A

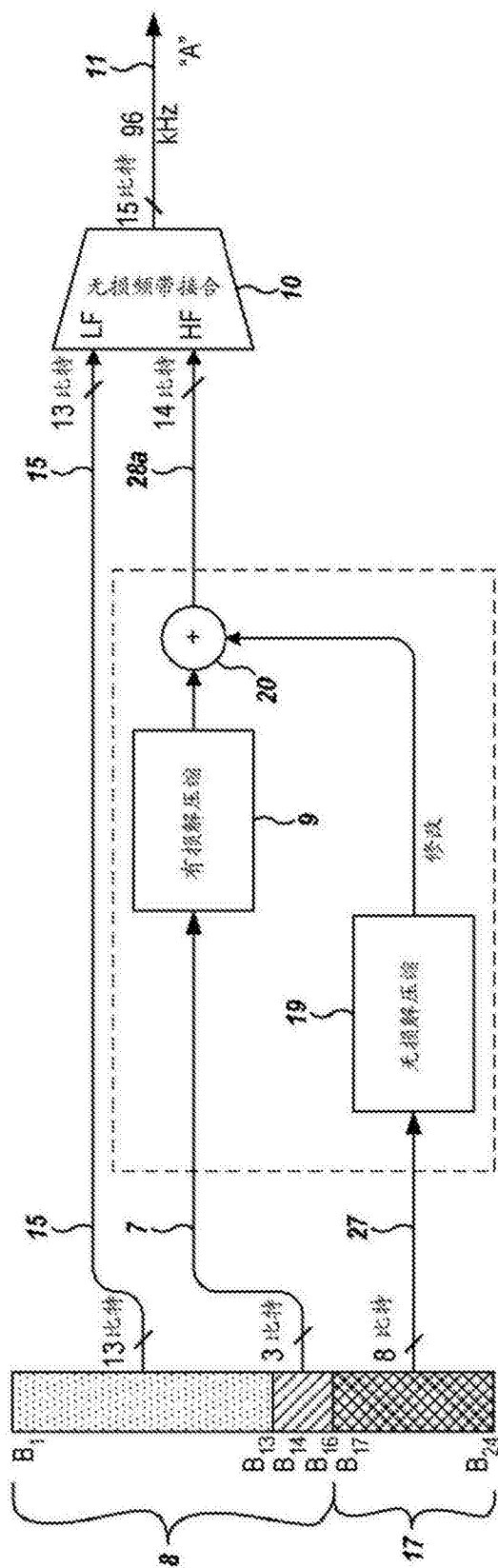


图5B

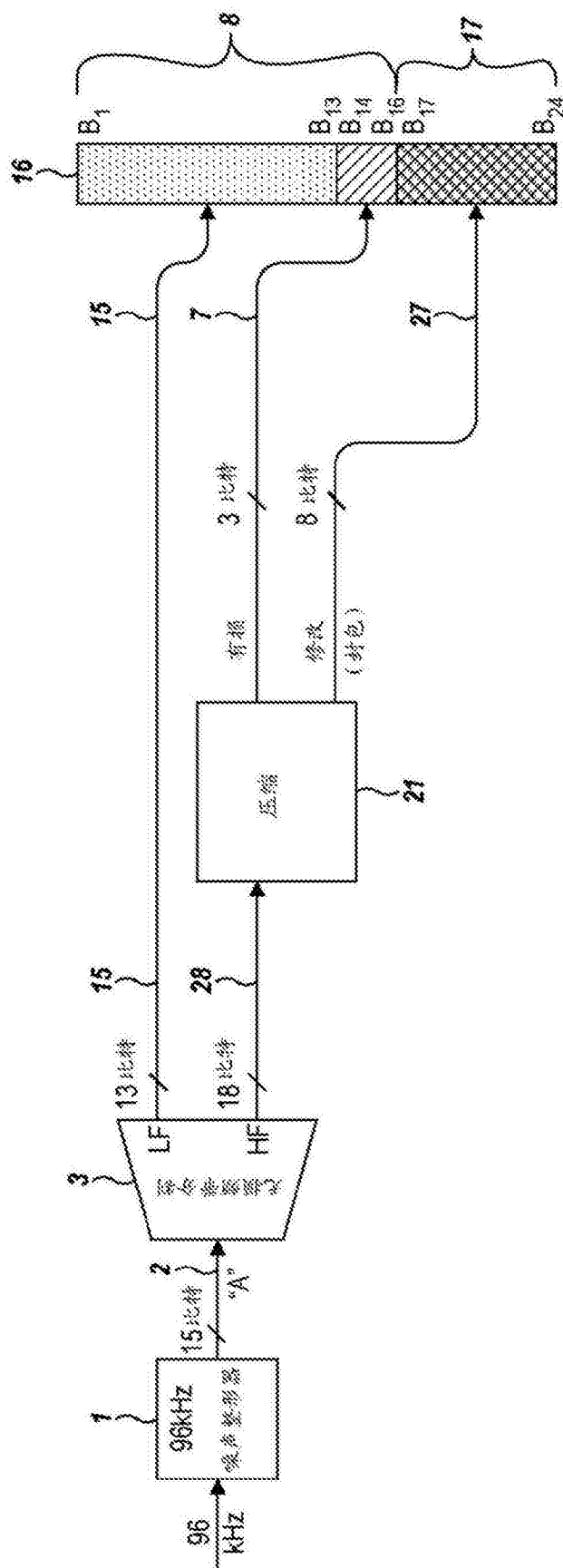


图6A

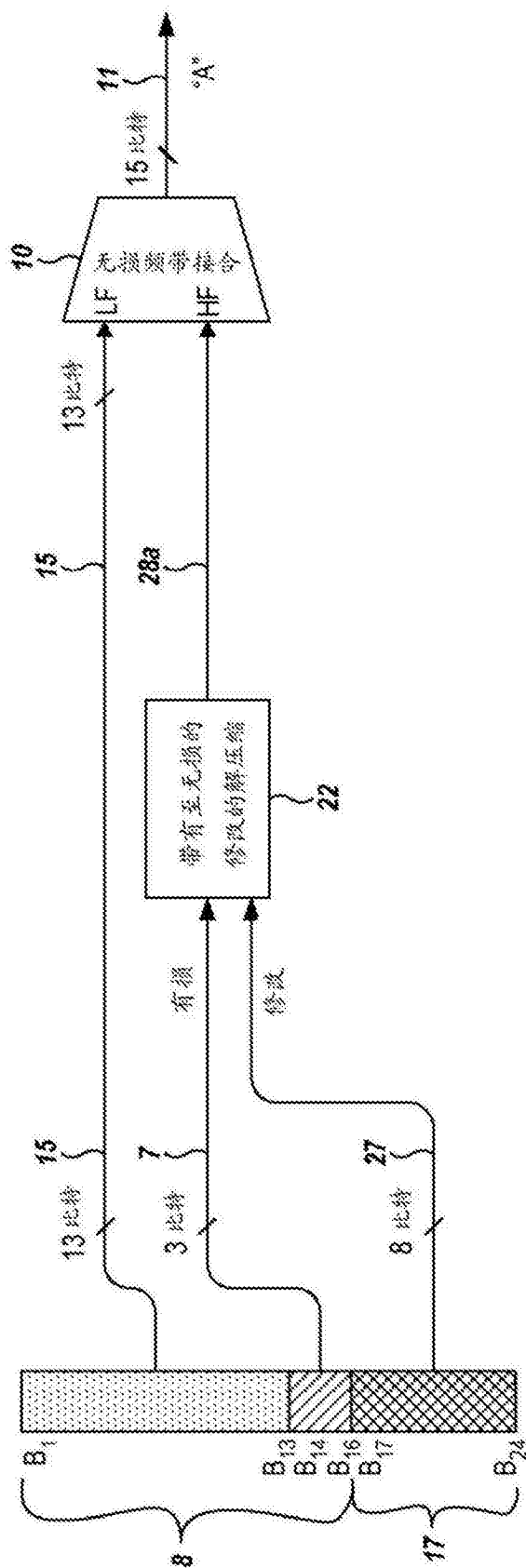


图6B

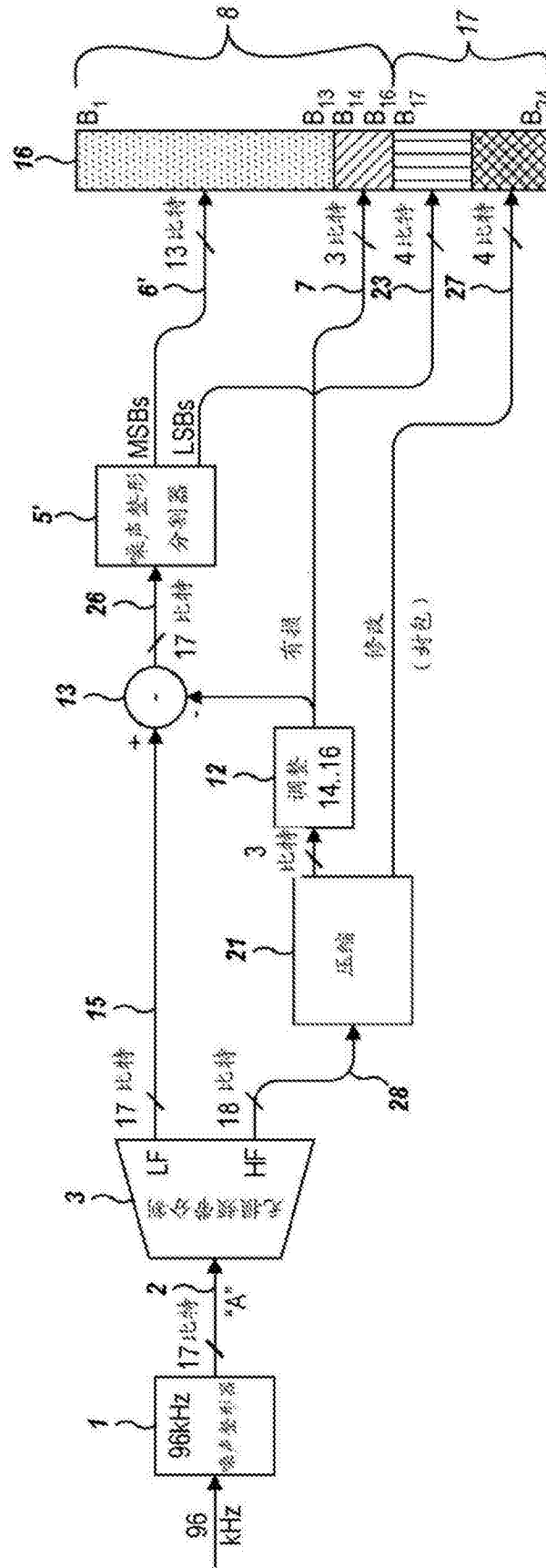


图7A

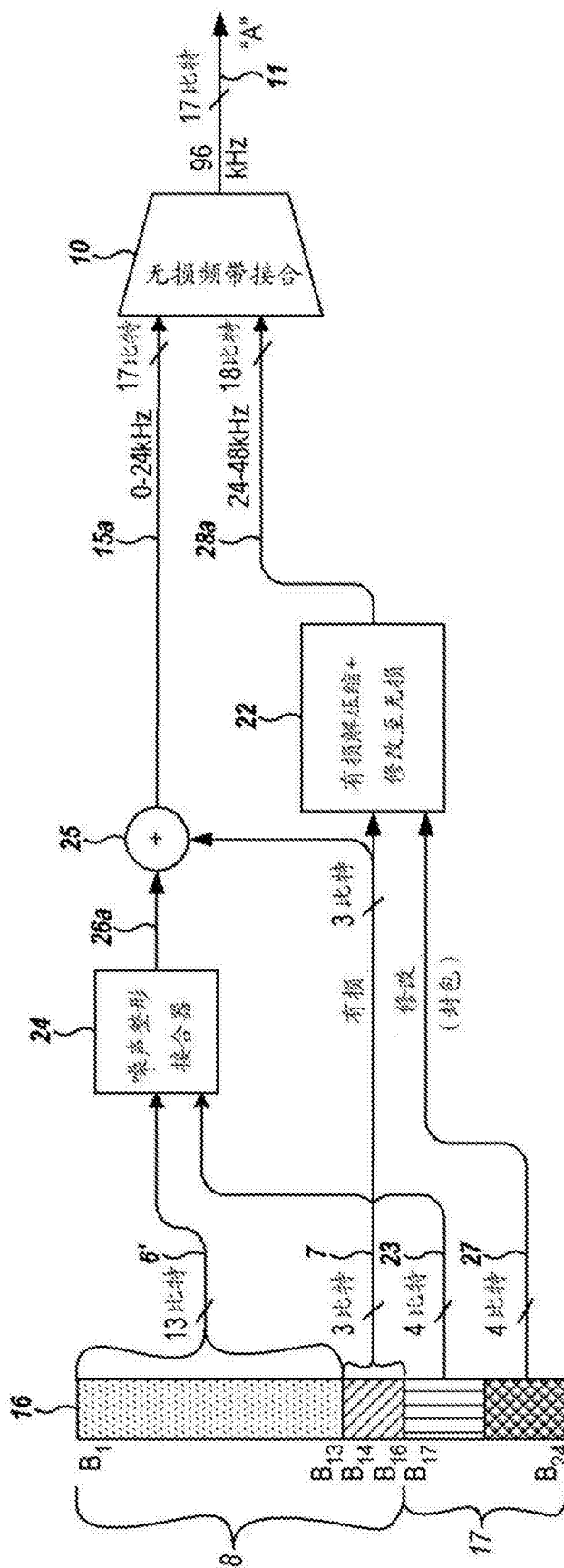


图7B

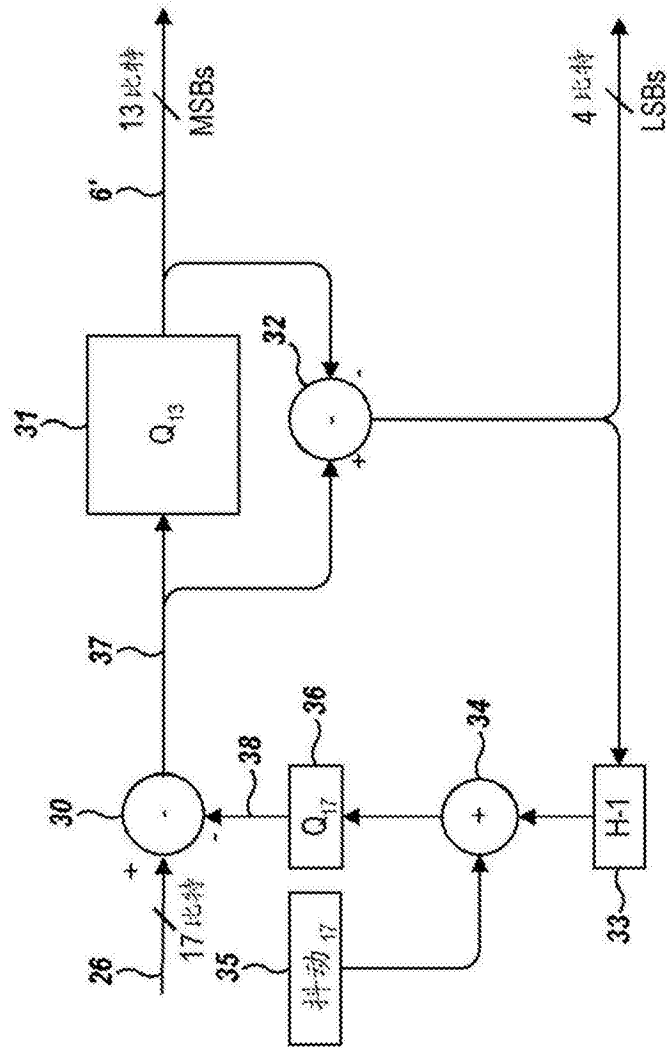


图8A

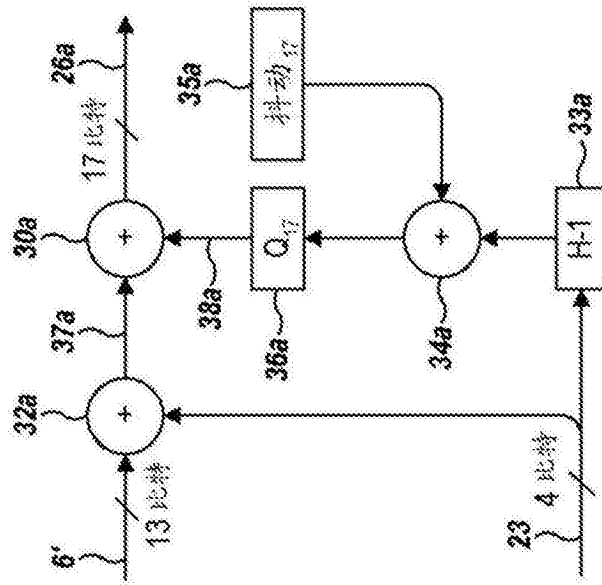


图8B

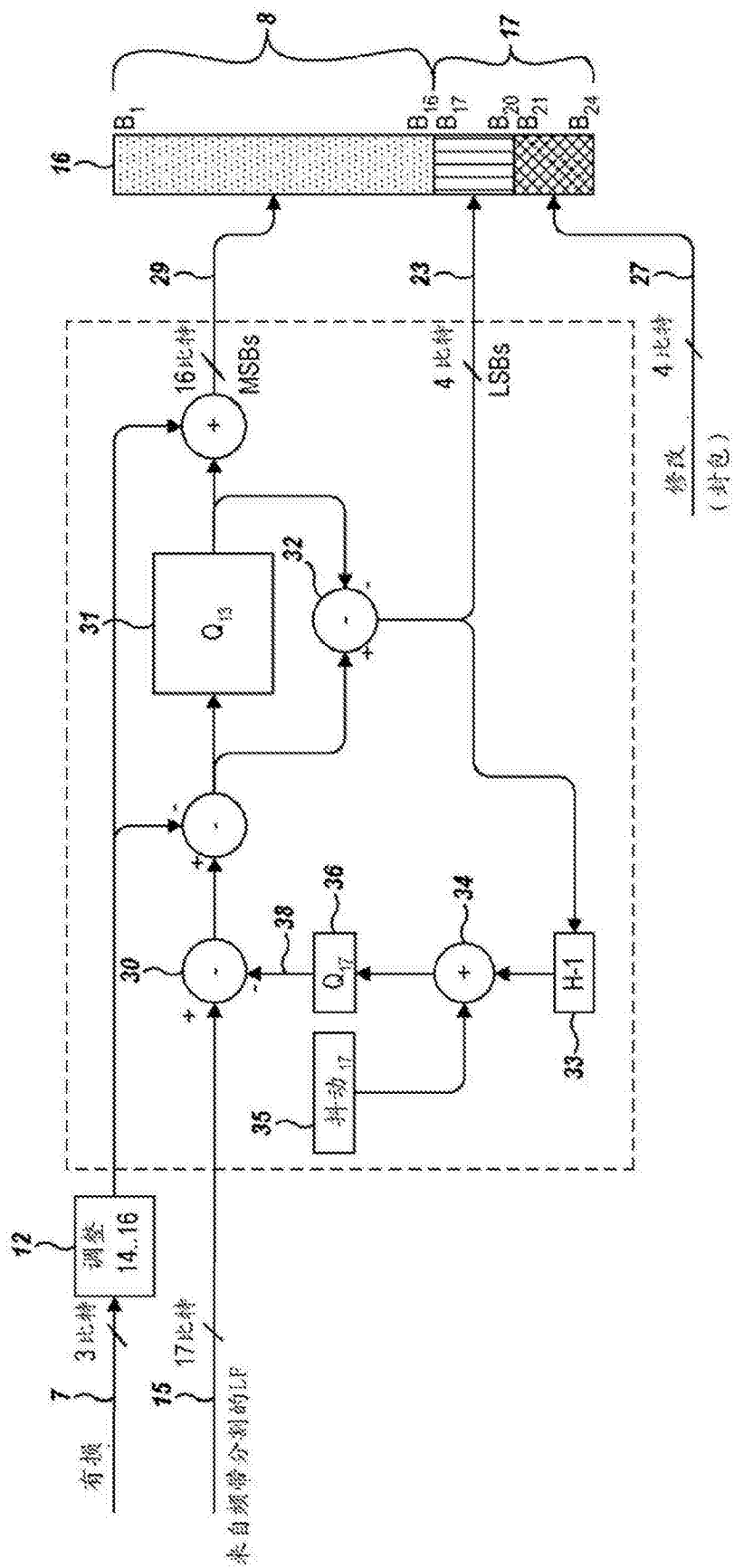


图9