



## (12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 102246231 B

(45) 授权公告日 2013.07.10

(21) 申请号 200980150442.1

(51) Int. Cl.

(22) 申请日 2009.12.11

G10L 21/038 (2013.01)

(30) 优先权数据

61/122,552 2008.12.15 US

(56) 对比文件

(85) PCT申请进入国家阶段日

CN 1272911 C, 2006.08.30, 说明书第10页  
第10行至第12页第6行, 第12页第7行至1第  
13页第12行.

2011.06.15

US 5455888 A, 1995.10.03, 全文.

(86) PCT申请的申请数据

审查员 刘红梅

PCT/EP2009/066980 2009.12.11

(87) PCT申请的公布数据

W02010/069885 EN 2010.06.24

(73) 专利权人 弗兰霍菲尔运输应用研究公司

地址 德国慕尼黑

(72) 发明人 福雷德里克·纳格尔 萨沙·迪施

纪尧姆·福奇斯 于尔根·赫莱

克里斯蒂安·格里贝尔

(74) 专利代理机构 北京康信知识产权代理有限

责任公司 11240

代理人 余刚 吴孟秋

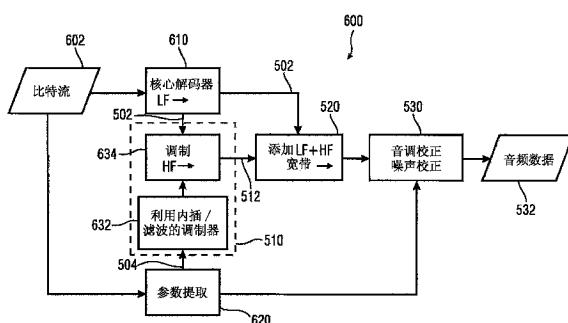
权利要求书3页 说明书20页 附图20页

(54) 发明名称

音频编码器和带宽扩展解码器

(57) 摘要

一种用于使用输入音频信号来提供输出信号的音频编码器，包括：插入码生成器、比较器以及输出接口。插入码生成器被配置为生成至少一个带宽扩展高频信号，其中，带宽扩展高频信号包括高频带。带宽扩展高频信号的高频带基于输入音频信号的低频带。比较器计算多个比较参数。基于输入音频信号与所生成的带宽扩展高频信号的比较来计算比较参数。基于输入音频信号与所生成的带宽扩展高频信号之间的不同偏移频率来计算多个比较参数中的每一个比较参数。此外，比较器从多个比较参数中确定一个比较参数，其中，所确定的比较参数满足预定的标准。



1. 一种音频编码器 (100)、(400)、(1500)，所述音频编码器用于使用输入音频信号 (102) 来提供输出信号 (132)，包括：

插入码生成器 (110)，被配置为生成至少一个带宽扩展高频信号 (112)，其中，带宽扩展高频信号 (112) 包括高频带，其中，带宽扩展高频信号 (112) 的所述高频带基于所述输入音频信号 (102) 的低频带，以及其中，如果生成不同的带宽扩展高频信号 (112)，则不同的带宽扩展高频信号 (112) 在它们的高频带内包括不同频率；

比较器 (120)，被配置为计算多个比较参数，其中，基于所述输入音频信号 (102) 与所生成的带宽扩展高频信号 (112) 的比较来计算比较参数，其中，基于所述输入音频信号 (102) 与所生成的带宽扩展高频信号 (112) 之间的不同偏移频率来计算多个比较参数中的每一个比较参数，并且其中，所述比较器 (120) 被配置为从所述多个比较参数中确定一比较参数，其中，所确定的比较参数满足预定的标准；以及

输出接口 (130)，被配置为提供用于传输或存储的输出信号 (132)，其中，所述输出信号 (132) 包括基于与所确定的比较参数对应的偏移频率的参数标识。

2. 根据权利要求 1 所述的音频编码器，包括功率密度比较器 (430)，被配置为基于所生成的带宽扩展高频信号 (112) 的高频带和所述输入音频信号 (102) 的对应的频带的功率密度来比较参数，以获得功率密度参数，其中，功率密度参数表示基于所生成的带宽扩展高频信号 (112) 的高频带和所述输入音频信号 (102) 的对应的频带的功率密度的比率，并且其中，输出信号 (132) 的参数标识基于所述功率密度参数。

3. 根据权利要求 1 所述的音频编码器，其中，所述比较器被配置为通过对所述输入音频信号和所生成的带宽扩展高频信号的交叉相关的结果进行计算，来执行所述输入音频信号和所生成的带宽扩展高频信号的比较，其中，被计算的所述比较参数基于交叉相关的结果，其中，所述交叉相关的参数是所述带宽扩展高频信号的偏移频率，并因此与所计算的比较参数相关联。

4. 一种带宽扩展解码器 (500)、(600)，其用于基于输入音频信号 (502) 和参数信号 (504) 提供带宽扩展音频信号，其中，参数信号 (504) 包括偏移频率的标识和功率密度参数的标识，所述带宽扩展解码器包括：

插入码生成器 (510)，被配置为生成包括高频带的带宽扩展高频信号 (512)，其中，基于所述输入音频信号 (502) 的频带的频移来生成所述带宽扩展高频信号 (512) 的所述高频带，其中，所述频移基于所述偏移频率，以及其中，所述插入码生成器 (510) 被配置为通过等于所述功率密度参数值或等于所述功率密度参数的倒数值的因子分别放大或衰减所述带宽扩展高频带信号 (512) 的所述高频带；

组合器 (529)，被配置为组合所述带宽扩展高频信号 (512) 和所述输入音频信号 (502) 以获得带宽扩展音频信号 (532)，其中，所述组合器 (520) 被配置为忽略所述带宽扩展高频信号 (512) 的所述高频带的一部分，其中，所述带宽扩展高频信号 (512) 的所述高频带的被忽略部分包括低于所述输入音频信号 (502) 的上限截止频率的频率；以及

输出接口 (530)，被配置为提供所述带宽扩展音频信号 (532)。

5. 根据权利要求 4 所述的带宽扩展解码器，包括核心解码器 (610)，被配置为基于编码的输入音频信号 (602) 生成所述输入音频信号 (502)，其中，所述核心解码器 (610) 生成具有恒定的上限截止频率的所述输入音频信号 (502)，其中，所述插入码生成器 (510) 被配置

为通过将所述输入音频信号 (502) 的所述频带移动与所述输入音频信号 (502) 的所述上限截止频率加上所述偏移频率相等的频率, 来生成所述带宽扩展高频信号 (512) 的所述高频带 (510)。

6. 根据权利要求 4 所述的带宽扩展解码器, 其中, 所述插入码生成器 (510) 被配置为在时域中生成所述带宽扩展高频信号 (512)。

7. 根据权利要求 6 所述的带宽扩展解码器, 其中, 所述插入码生成器 (510) 被配置为基于单侧频带调制来生成所述带宽扩展高频信号 (512)。

8. 根据权利要求 4 所述的带宽扩展解码器, 包括内插装置, 其中, 时间帧包括多个时间步长, 其中, 每个时间帧包括对应的偏移频率, 其中, 所述内插装置被配置为对于每个时间帧的时间步长, 内插时间帧的偏移频率或不同时间帧的多个偏移频率, 以获得每个时间步长的内插偏移频率。

9. 一种带宽扩展解码器 (1200), 其用于基于输入音频信号 (502) 提供带宽扩展音频信号, 包括:

插入码生成器 (1210), 被配置为基于所述输入音频信号 (502) 生成至少一个包括高频带的带宽扩展高频信号 (1212), 其中, 带宽扩展高频信号 (1212) 的所述高频带的下限截止频率低于所述输入音频信号 (502) 的上限截止频率, 并且其中, 如果生成不同的带宽扩展高频信号 (1212), 则不同的带宽扩展高频信号在它们的高频带内包括不同的频率;

比较器 (1220), 被配置为计算多个比较参数, 其中, 基于所述输入音频信号 (502) 和所生成的带宽扩展高频信号 (1212) 来计算比较参数, 其中, 基于所述输入音频信号 (502) 和所生成的带宽扩展高频信号 (1212) 之间的不同偏移频率来计算多个比较参数中的每个比较参数, 并且其中, 所述比较器 (1220) 被配置为从所述多个比较参数中确定一个比较参数, 其中, 所确定的比较参数满足预定的标准;

组合器 (1230), 被配置为组合输入音频信号 (512) 和带宽扩展高频信号以获得带宽扩展音频信号 (532), 其中, 用于获得所述带宽扩展音频信号 (532) 的所述带宽扩展高频信号基于与所确定的比较参数对应的偏移频率; 以及

输出接口 (1240), 被配置为提供所述带宽扩展音频信号 (532)。

10. 根据权利要求 9 所述的带宽扩展解码器, 其中, 所述插入码生成器 (1210) 被配置为通过等于功率密度参数值或等于功率密度参数的倒数值的因子分别放大或衰减所述带宽扩展高频信号 (1212) 的高频带; 其中, 所述功率密度参数的标识包含在所述输入音频信号 (502) 中。

11. 根据权利要求 9 所述的带宽扩展解码器, 其中, 所述比较器被配置为通过对所述输入音频信号和所生成的带宽扩展高频信号的交叉相关的结果进行计算, 来执行所述输入音频信号和所生成的带宽扩展高频信号的比较, 其中, 被计算的所述比较参数基于交叉相关的结果, 其中, 所述交叉相关的参数是所述带宽扩展高频信号的偏移频率, 并因此与所计算的比较参数相关联。

12. 一种用于使用输入音频信号来提供输出信号的方法 (700), 所述方法包括:

生成至少一个带宽扩展高频信号 (710), 其中, 带宽扩展高频信号包括高频带, 其中, 所述带宽扩展高频信号的高频带基于所述输入音频信号的低频带, 以及其中, 如果生成不同的带宽扩展高频信号, 则不同的带宽扩展高频信号在它们高频带内包括不同的频率;

计算多个比较参数 (720), 其中, 基于所述输入音频信号与所生成的带宽扩展高频信号的比较来计算比较参数, 其中, 基于所述输入音频信号与所生成的带宽扩展高频信号之间的不同的偏移频率来计算多个比较参数中的每一个比较参数;

从所述多个比较参数中确定一比较参数 (730), 其中, 所确定的比较参数满足预定的标准; 以及

提供用于传输或存储的输出信号 (740), 其中, 所述输出信号包括基于与所确定的比较参数对应的偏移频率的参数标识。

13. 一种用于基于输入音频信号和参数信号来提供带宽扩展音频信号的方法 (800), 其中, 所述参数信号包括偏移频率的标识和功率密度参数的标识, 所述方法包括:

生成包括高频带的带宽扩展高频信号 (810), 其中, 基于所述输入音频信号的频带的频移来生成带宽扩展高频信号的高频带, 其中, 所述频移基于所述偏移频率;

通过等于所述功率密度参数值或等于所述功率密度参数的倒数值的因子来放大或衰减所述带宽扩展高频信号的所述高频带 (820);

组合所述带宽扩展高频信号和输入音频信号以获得带宽扩展音频信号 (830), 其中所述组合 (830) 步骤包括忽略所述带宽扩展高频信号 (512) 的所述高频带的一部分, 其中, 所述带宽扩展高频信号 (512) 的所述高频带的被忽略部分包括低于所述输入音频信号 (502) 的上限截止频率的频率; 以及

提供所述带宽扩展音频信号 (840)。

14. 一种用于基于输入音频信号提供带宽扩展音频信号的方法 (1300), 所述方法包括:

基于所述输入音频信号生成至少一个包括高频带的带宽扩展高频信号 (1310), 其中, 所述带宽扩展高频信号的高频带的下限截止频率低于所述输入音频信号的上限截止频率, 并且其中, 如果生成不同的带宽扩展高频信号, 则不同的带宽扩展高频信号在它们的高频带内包括不同的频率;

计算多个比较参数 (1320), 其中, 基于所述输入音频信号和所生成的带宽扩展高频信号来计算比较参数, 其中, 基于所述输入音频信号和所生成的带宽扩展高频信号之间的不同偏移频率来计算所述多个比较参数中的每个比较参数,

从所述多个比较参数中确定一个比较参数 (1330), 其中, 所确定的比较参数满足预定的标准;

组合所述输入音频信号和带宽扩展高频信号以获得带宽扩展音频信号 (1340), 其中, 用于获得所述带宽扩展音频信号的所述带宽扩展高频信号基于与所确定的比较参数对应的偏移频率; 以及

提供所述带宽扩展音频信号 (1350)。

## 音频编码器和带宽扩展解码器

### 技术领域

[0001] 根据本发明的实施方式涉及音频信号处理,更具体地,涉及音频编码器、用来提供输出信号的方法、带宽扩展解码器以及用于提供带宽扩展音频信号的方法。

### 背景技术

[0002] 对音频信号进行听觉适应编码以减少数据从而有效地存储和传输这些信号,在很多领域中已经得到了认可。已知的编码算法有,例如,MPEG1/2 层 3“MP3”或 MPEG 4AAC。用于此(特别是当达到最低比特速率时)的编码算法导致了音频质量的降低,这通常主要由将被传输的音频信号带宽的编码器侧局限性而导致。使用所谓的核心编码器 (core coder) 来编码低通滤波信号并参数化具有较高频率的区域,使得它们能够根据低通滤波信号而被近似地重构。

[0003] 从 WO 9857436 可知,将音频信号在这样的情况下在编码器侧进行频带限制 (band limiting) 并通过高质量音频编码器仅对音频信号的较低频带进行编码。然而,较高频带例如仅通过一组参数(这些参数允许较高频带的原始频谱包络 (spectral envelope) 再现) 来非常粗略地表征。在解码器侧,然后将较高频带进行合成。为此,提出了谐波变换 (harmonic transposition),其中,将解码的音频信号的较低频带提供至滤波器组 (filterbank),将较低频带的滤波器组信道 (channel) 连接至较高频带的滤波器组信道,或“暂时地连接 (patched)”,并且每个暂时连接的带通信号受到包络调节。这里,属于特定分析滤波组的合成滤波组接收到较低频带的音频信号的带通信号和较低频带的包络调节的带通信号(它们被协调地暂时连接至较高频带)。合成滤波器组的输出信号为相对于其音频带宽被扩展的音频信号,其中,该音频信号以非常低的数据速率从编码器侧传输到解码器侧。特别地,在滤波器组域中的滤波器组计算和暂时连接 (patching) 可以变为高的计算工作量 (computational effort)。

[0004] 用于频带受限音频信号 (band-limited audio signal) 的带宽扩展的复杂性降低的方法替代地将低频信号部分 (LF) 的复制功能用在高频范围内 (HF),以近似由于频带限制而丢失的信息。在 M. Dietz, L. Liljeryd, K. **Kjörling** and O. Kunz, “Spectral Band Replication, a novel approach in audiocoding,” in 112th AES Convention, Munich, May 2002 ; S. Meltzer, R. **Böhm** and F. Henn, “SBR enhanced audio codecs for digital broadcasting such as “Digital Radio Mondiale” (DRM),” 112th AES Convention, Munich, May 2002 ; T. Ziegler, A. Ehret, P. Ekstrand and M. Lutzky, “Enhancing mp3 with SBR : Features and Capabilities of the new mp3PRO Algorithm,” in 112th AES Convention, Munich, May 2002 ; International Standard ISO/IEC14496-3 :2001 / FPDAM 1, “Bandwidth Extension,” ISO/IEC, 2002, 或“Speech bandwidth extension method and apparatus”, Vasu Iyengar et al. US Patent Nr. 5,455,888 中描述了这样的方法。

[0005] 在这些方法中,没有执行谐波变换,但较低频带的相邻带通滤波器组信道被人工地引入到较高频带的相邻滤波器组信道。这导致了音频信号的较高频带的大致近似。这种

信号的大致近似然后在进一步的步骤中通过定义从原始信号推导的附加控制参数被精修。作为一个实例, MPEG-4 标准使用用于调节频谱包络的比例因子 (scale factor)、用于改写音调的噪音基底 (noise floor) 的附加物和反转过滤的组合以及用于音调分量的补充的正弦信号部分的插入。

[0006] 除此之外,还存在其他的方法,诸如在 E. Larsen, R. M. Aarts, and M. Danessis, “Efficient high-frequency bandwidth extension of music and speech”, In AES 112<sup>th</sup> Convention, Munich, Germany, May 2002 中描述的所谓的“盲带宽扩展 (blind bandwidth extension)”, 其中, 没有使用关于原始 HF 范围的信息。此外, 还存在在 K. Käyhkö, A Robust Wideband Enhancement for Narrowband Speech Signal ;Research Report, Helsinki University of Technology, Laboratory of Acoustics and Audio signal Processing, 2001 中描述的所谓的“人工带宽扩展 (Artificial bandwidth extension)” 的方法。

[0007] 在 J. Makinen 等中 :描述了 AMR-WB+ :一种用于第 3 代移动音频服务广播的新的音频编码标准、IEEE、ICASSP’ 05、用于带宽扩展的方法,其中,通过由例如向上采样低通滤波信号而获得的镜象操作来执行将低频分量复制到高频带中的操作。

[0008] 作为选择,可以采用基本上等同于滤波器组域中的复制操作的信号侧频带调制。能够使得谐波带宽扩展的方法通常采用间距确定步骤 (间距跟踪)、非线性畸变 (non-linear distortion) 步骤 (参见, 例如“U. Kornagel, Spectral widening of the excitation signal for telephone-band speech enhancement, in :Proceedings of the IWAENC, Darmstadt, Germany, September 2001, pp. 215–218”) 或者使用相位音码器 (例如,如申请号为 US 61/025129 的美国临时专利申请“F. Nagel, S. Disch :“Apparatus and method of harmonic bandwidth extension in audio signals””所示)。

[0009] 例如, WO 02/41302A1 披露了一种用来提高使用高频重构方法的编码系统的性能的方法。其披露了如何通过由核心编码器编码的低频带和由高频率重构系统编码的高频带之间的交叉频率的时间上的调整来提高这种系统的整体特性。对于这种方法,核心编码器必须能够以不同的交叉频率在编码器侧和解码器侧进行工作。从而,增加了核心编码器的复杂性。

[0010] 例如, 在“R. M. Aarts, E. Larsen, and O. Ouweijes, A unified approach to low-and high-frequency bandwidth extension. In AES 115th Convention, New York, USA, October 2003”,“E. Larsen and R. M. Aarts :Audio Bandwidth Extension—Application to psychoacoustics, Signal Processing and Loudspeaker Design. John Wiley & Sons, Ltd, 2004”,“E. Larsen, R. M. Aarts, and M. Danessis :Efficient high-frequency bandwidth extension of music and speech. In AES 112th Convention, Munich, Germany, May 2002”,“J. Makhoul :Spectral Analysis of Speech by Linear Prediction. IEEE Transactions on Audio and Electroacoustics, AU-21(3), June 1973”,“United States Patent Application 08/951,029, Ohmori et al. :Audio band width extending system and method”和“United States Patent 6895375, Malah, D & Cox, R. V.S. :System for bandwidth extension of Narrow-band speech”中描述了其他的用于带宽扩展的技术。

[0011] 谐波带宽扩展方法通常表现出很高的复杂性,而复杂性降低的带宽扩展方法表现出质量降低。在将低比特速率与低频带的小带宽结合的具体情况下,则会产生诸如糙涩和令人不舒服的音色的人工产物。其原因在于,近似的 HF 部分基于不能保持音调信号部分之间的谐波关系的复制操作。这适用于 LF 和 HF 之间的谐波关系,还适用于 HF 部分自身中的连续的插入码(patch)之间的谐波关系。例如,在 SBR 中,在低频带和高频带之间的边界处出现的编码分量和复制分量的毗邻可能导致粗糙的声音印象。在图 18 中示出了原因,其中,从 LF 范围复制到 HF 范围内的音调部分在频谱上很密地与 LF 范围的音调部分相邻。

[0012] 图 18a 示出了由三个音调构成的信号的原始声谱图 1800a。图 18b 示出了对应于图 18a 的原始信号的带宽扩展信号的示图 1800b。横坐标表示时间,纵坐标表示频率。具体地,在最后一个音调处,可以观察到潜在的问题 1810(模糊的线 1810)。

[0013] 如果通过已知方法来考虑谐波关系,这总是基于  $F_0$ -评估来进行。在这种情况下,这些方法的成功主要依赖于该评估的可靠性。

## 发明内容

[0014] 通常,已知的带宽扩展方法以低比特速率提供音频信号,但具有差的音频质量或者以高比特速率而具有好的音频质量。

[0015] 本发明的目标在于提供一种用于音频信号的改善的编码方案。

[0016] 为了实现该目标,本申请提供了:

[0017] 一种音频编码器(100)、(400)、(1500),所述音频编码器用于使用输入音频信号(102)来提供输出信号(132),包括:

[0018] 插入码生成器(110),被配置为生成至少一个带宽扩展高频信号(112),其中,带宽扩展高频信号(112)包括高频带,其中,带宽扩展高频信号(112)的所述高频带基于所述输入音频信号(102)的低频带,以及其中,如果生成不同的带宽扩展高频信号(112),则不同的带宽扩展高频信号(112)在它们的高频带内包括不同频率;

[0019] 比较器(120),被配置为计算多个比较参数,其中,基于所述输入音频信号(102)与所生成的带宽扩展高频信号(112)的比较来计算比较参数,其中,基于所述输入音频信号(102)与所生成的带宽扩展高频信号(112)之间的不同偏移频率来计算多个比较参数中的每一个比较参数,并且其中,所述比较器(120)被配置为从所述多个比较参数中确定一比较参数,其中,所确定的比较参数满足预定的标准;以及

[0020] 输出接口(130),被配置为提供用于传输或存储的输出信号(132),其中,所述输出信号(132)包括基于与所确定的比较参数对应的偏移频率的参数标识。

[0021] 一种带宽扩展解码器(500)、(600),其用于基于输入音频信号(502)和参数信号(504)提供带宽扩展音频信号,其中,参数信号(504)包括偏移频率的标识和功率密度参数的标识,所述带宽扩展解码器包括:

[0022] 插入码生成器(510),被配置为生成包括高频带的带宽扩展高频信号(512),其中,基于所述输入音频信号(502)的频带的频移来生成所述带宽扩展高频信号(512)的所述高频带,其中,所述频移基于所述偏移频率,以及其中,所述插入码生成器(510)被配置为通过等于所述功率密度参数值或等于所述功率密度参数的倒数值的因子分别放大或衰减所述带宽扩展高频带信号(512)的所述高频带;

[0023] 组合器 (529), 被配置为组合所述带宽扩展高频信号 (512) 和所述输入音频信号 (502) 以获得带宽扩展音频信号 (532), 其中, 所述组合器 (520) 被配置为忽略所述带宽扩展高频信号 (512) 的所述高频带的一部分, 其中, 所述带宽扩展高频信号 (512) 的所述高频带的被忽略部分包括低于所述输入音频信号 (502) 的上限截止频率的频率; 以及

[0024] 输出接口 (530), 被配置为提供所述带宽扩展音频信号 (532)。

[0025] 一种带宽扩展解码器 (1200), 其用于基于输入音频信号 (502) 提供带宽扩展音频信号, 包括:

[0026] 插入码生成器 (1210), 被配置为基于所述输入音频信号 (502) 生成至少一个包括高频带的带宽扩展高频信号 (1212), 其中, 带宽扩展高频信号 (1212) 的所述高频带的下限截止频率低于所述输入音频信号 (502) 的上限截止频率, 并且其中, 如果生成不同的带宽扩展高频信号 (1212), 则不同的带宽扩展高频信号在它们的高频带内包括不同的频率;

[0027] 比较器 (1220), 被配置为计算多个比较参数, 其中, 基于所述输入音频信号 (502) 和所生成的带宽扩展高频信号 (1212) 来计算比较参数, 其中, 基于所述输入音频信号 (502) 和所生成的带宽扩展高频信号 (1212) 之间的不同偏移频率来计算多个比较参数中的每个比较参数, 并且其中, 所述比较器 (1220) 被配置为从所述多个比较参数中确定一个比较参数, 其中, 所确定的比较参数满足预定的标准;

[0028] 组合器 (1230), 被配置为组合输入音频信号 (512) 和带宽扩展高频信号以获得带宽扩展音频信号 (532), 其中, 用于获得所述带宽扩展音频信号 (532) 的所述带宽扩展高频信号基于与所确定的比较参数对应的偏移频率; 以及

[0029] 输出接口 (1240), 被配置为提供所述带宽扩展音频信号 (532)。

[0030] 一种用于使用输入音频信号来提供输出信号的方法 (700), 所述方法包括:

[0031] 生成至少一个带宽扩展高频信号 (710), 其中, 带宽扩展高频信号包括高频带, 其中, 所述带宽扩展高频信号的高频带基于所述输入音频信号的低频带, 以及其中, 如果生成不同的带宽扩展高频信号, 则不同的带宽扩展高频信号在它们高频带内包括不同的频率;

[0032] 计算多个比较参数 (720), 其中, 基于所述输入音频信号与所生成的带宽扩展高频信号的比较来计算比较参数, 其中, 基于所述输入音频信号与所生成的带宽扩展高频信号之间的不同的偏移频率来计算多个比较参数中的每一个比较参数;

[0033] 从所述多个比较参数中确定一比较参数 (730), 其中, 所确定的比较参数满足预定的标准; 以及

[0034] 提供用于传输或存储的输出信号 (740), 其中, 所述输出信号包括基于与所确定的比较参数对应的偏移频率的参数标识。

[0035] 一种用于基于输入音频信号和参数信号来提供带宽扩展音频信号的方法 (800), 其中, 所述参数信号包括偏移频率的标识和功率密度参数的标识, 所述方法包括:

[0036] 生成包括高频带的带宽扩展高频信号 (810), 其中, 基于所述输入音频信号的频带的频移来生成带宽扩展高频信号的高频带, 其中, 所述频移基于所述偏移频率;

[0037] 通过等于所述功率密度参数值或等于所述功率密度参数的倒数值的因子来放大或衰减所述带宽扩展高频信号的所述高频带 (820);

[0038] 组合所述带宽扩展高频信号和输入音频信号以获得带宽扩展音频信号 (830), 其中所述组合 (830) 步骤包括忽略所述带宽扩展高频信号 (512) 的所述高频带的一部分, 其

中,所述带宽扩展高频信号(512)的所述高频带的被忽略部分包括低于所述输入音频信号(502)的上限截止频率的频率;以及

[0039] 提供所述带宽扩展音频信号(840)。

[0040] 本发明的实施方式提供了一种用来使用输入音频信号提供输出信号的音频编码器。该音频编码器包括插入码生成器(patch generator)、比较器和输出接口。

[0041] 插入码生成器被配置为生成至少一个带宽扩展高频信号。带宽扩展高频信号包括高频带,其中,带宽扩展高频信号的高频带基于输入音频信号的低频带。如果生成了不同的带宽扩展高频信号,则不同的带宽扩展高频信号在它们的高频带内包括不同的频率。

[0042] 比较器被配置为计算多个比较参数。基于输入音频信号和生成的带宽扩展高频信号的比较来计算比较参数。基于输入音频信号和生成的带宽扩展高频信号之间的不同的偏移频率(offset frequency)来计算多个比较参数的每个比较参数。此外,比较器被配置为根据多个比较参数来确定一个比较参数,其中,所述确定的比较参数满足预定标准。

[0043] 换句话说,例如,比较器可以被配置为在多个比较参数中确定能够最好地满足预定标准的比较参数。

[0044] 输出接口被配置为提供用于传输或存储的输出信号。该输出信号包括与确定的比较参数对应的基于偏移频率的参数标识(parameter indication)。

[0045] 换句话说,该输出信号可以包括所选择的表示最佳偏移频率的比较参数。

[0046] 本发明的另一个实施方式提供了一种带宽扩展解码器,该带宽扩展解码器用来基于输入音频信号和参数信号提供带宽扩展音频信号。参数信号包括偏移频率的标识和功率密度(power density)参数的标识。带宽扩展解码器包括插入码生成器、组合器和输出接口。

[0047] 插入码生成器被配置为生成包括高频带的带宽扩展高频信号。基于输入音频信号的频带的一个或多个频移(frequency shift)来生成带宽扩展高频信号的高频带。频移基于偏移频率(offset frequency)。

[0048] 此外,插入码生成器被配置为能够通过等于功率密度参数的值的因子或等于功率密度参数的倒数值的因子来分别放大或衰减带宽扩展高频信号的高频带。

[0049] 组合器被配置为组合带宽扩展高频信号和输入音频信号以得到带宽扩展音频信号。

[0050] 输出接口被配置为提供带宽扩展音频信号。

[0051] 本发明的再一个实施方式提供了一种带宽扩展解码器,该带宽扩展解码器用来基于输入音频信号提供带宽扩展音频信号。该带宽扩展解码器包括插入码生成器、比较器、组合器和输出接口。

[0052] 插入码生成器被配置为基于输入音频信号生成至少一个包括高频带的带宽扩展高频信号,其中,生成的带宽扩展高频信号的高频带的下限截止频率(cutoff frequency)低于输入音频信号的上限截止频率。如果生成了不同的带宽扩展高频信号,则不同的生成的带宽扩展高频信号在它们的高频带中包括不同的频率。

[0053] 比较器被配置为计算多个比较参数。基于输入音频信号和生成的带宽扩展高频信号的比较来计算比较参数。基于输入音频信号和生成的带宽扩展高频信号之间的不同的偏移频率来计算多个比较参数中的各个比较参数。此外,比较器被配置为从多个比较参数中

确定一个比较参数，其中，所述确定的比较参数满足预定标准。

[0054] 换句话说，例如，比较器被配置为在多个比较参数中确定能够最好地满足预定标准的比较参数。

[0055] 组合器被配置为组合输入音频信号和带宽扩展高频信号以得到带宽扩展音频信号，其中，用来得到带宽扩展音频信号的带宽扩展高频信号是基于对应于确定的比较参数的偏移频率的。

[0056] 输出接口被配置为提供带宽扩展音频信号。

[0057] 根据本发明的实施方式基于这样的中心思想，即，带宽扩展高频信号（也被称为插入码）可以被生成并与原始的输入音频信号相比较。通过使用带宽扩展高频信号的不同的偏移频率或具有不同的偏移频率的几个频带扩展高频信号，可以计算与不同的偏移频率对应的多个比较参数。这些比较参数可以与和音频质量相关联的质量相关。因此，可确定一比较参数，确保带宽扩展高频信号和输入音频信号的兼容性，从而使音频质量提高。

[0058] 通过使用基于偏移频率（其对应于用于原始的输入音频信号的高频带的重构的确定的比较参数）的参数标识，可以降低用于编码的音频信号的传输或存储的比特速率。以这种方式，只需要存储或传输输入音频信号的低频部分和参数标识。

[0059] 随后将定义术语比较参数、交叉频率和参数标识。

[0060] 根据本发明的一些实施方式涉及一种使用交叉关系（crosscorrelation）来比较输入音频信号和生成的带宽扩展高频信号以计算比较参数的比较器。

[0061] 根据本发明的另外的实施方式涉及一种插入码生成器，基于信号侧频带调制来在时域中生成带宽扩展高频信号。

[0062] 本发明的优选实施方式的优点在于，提供了一种允许提高音频质量和 / 或降低用于传输或存储的比特速率的用于音频信号的编码方案。

## 附图说明

[0063] 随后将参照附图详细描述根据本发明的实施方式，其中：

[0064] 图 1 是音频编码器的框图；

[0065] 图 2 是带宽扩展高频信号生成、输入音频信号和生成的带宽扩展高频信号的比较以及带宽扩展高频信号的功率自适应（power adaptation）的示意图；

[0066] 图 3 是带宽扩展高频信号生成、输入音频信号和带宽扩展高频信号的比较以及带宽扩展高频信号的功率自适应（power adaptation）的示意图；

[0067] 图 4 是带宽扩展编码器的框图；

[0068] 图 5 是带宽扩展解码器的框图；

[0069] 图 6 是带宽扩展解码器的框图；

[0070] 图 7 是用来基于输入音频信号提供输出信号的方法的流程图；

[0071] 图 8 是用来提供带宽扩展音频信号的方法的流程图；

[0072] 图 9 是用来基于输入音频信号提供输出信号的方法的流程图；

[0073] 图 10 是用来计算比较参数的方法的流程图；

[0074] 图 11 是偏移频率的内插的示意图；

[0075] 图 12 是带宽扩展解码器的框图；

- [0076] 图 13 是用来提供带宽扩展音频信号的方法的流程图；
- [0077] 图 14 是用来提供带宽扩展音频信号的方法的框图；
- [0078] 图 15 是带宽扩展编码器的框图；
- [0079] 图 16a 是使用可变的交叉频率的三个音调的声谱图；
- [0080] 图 16b 是三个音调的原始音频信号的声谱图；
- [0081] 图 17 是原始音频信号、使用恒定交叉频率的带宽扩展音频信号和使用可变的交叉频率的带宽扩展音频信号的能谱图；
- [0082] 图 18a 是使用已知的带宽扩展方法的三个音调的声谱图；以及
- [0083] 图 18b 是三个音调的原始音频信号的声谱图。

## 具体实施方式

[0084] 下面，相同的参考标号局部地用于具有相同或相似功能特性的对象和功能单元，并且参照附图对其的描述还应当适用于其他附图，以减少实施方式说明的赘述。

[0085] 图 1 示出了根据本发明实施方式的使用输入音频信号 102 提供输出信号 132 的音频编码器 100 的框图。输出信号适于解码器处的带宽扩展。因此，音频编码器还称为带宽扩展编码器。带宽扩展编码器 100 包括插入码生成器 110、比较器 120 以及输出接口 130。插入码生成器 110 连接至比较器 120，而比较器 120 连接至输出接口 130。

[0086] 插入码生成器 110 生成至少一个带宽扩展高频信号 112。带宽扩展高频信号 112 包括高频带，其中，带宽扩展高频信号 112 的高频带基于输入音频信号 102 的低频带。如果生成不同的带宽扩展高频信号 112，则不同带宽扩展高频信号 112 在其高频带内包括不同的频率。

[0087] 比较器 120 计算多个比较参数。基于对输入音频信号 102 和所生成的带宽扩展高频信号 112 的比较来计算比较参数。基于输入音频信号 102 和所生成的带宽扩展高频信号 112 之间的不同偏移频率来计算多个比较参数中的每个比较参数。此外，比较器 120 从多个比较参数中确定一个比较参数，其中，所确定的比较参数满足预定标准。

[0088] 输出接口 130 提供用于传输或者存储的输出信号 132。输出信号 132 包括基于对应于所确定的比较参数的偏移频率的参数标识。

[0089] 通过计算用于不同偏移频率的多个比较参数，可以找出很好地符合原始输入音频信号 102 的带宽扩展高频信号 112。这可以通过产生均具有不同偏移频率的多个带宽扩展高频信号 112 或者通过生成一个带宽扩展高频信号并将带宽扩展高频信号 112 的高频带移动不同的偏移频率来实现。同样，产生具有不同偏移频率的多个带宽扩展高频信号 112 与将它们的高频带移动其它不同的偏移频率的结合也是可以的。例如，生成五个不同带宽扩展高频信号 112，并且它们中的每个都以恒定偏移频率被移动了五次。

[0090] 图 2 示出了在仅有一个带宽扩展高频信号产生并且被移动不同偏移频率的情况下带宽扩展高频信号生成、带宽扩展高频信号和输入音频信号的比较以及带宽扩展高频信号的可选的功率自适应的示意图 200。

[0091] 第一示意图“功率 - 频率”示图 210 示意性示出了输入音频信号 102。基于该输入音频信号 102，例如，通过将输入音频信号 102 的低频带移动 222 至较高频（如参考标号所示），插入码生成器 100 可以生成带宽扩展高频信号 112。例如，将低频带移动等于核心编

码器（图 1 中未示出，其可以是带宽扩展编码器 100 的一部分）的交叉频率的频率或另一预定频率。

[0092] 然后可以将所生成的带宽扩展高频信号 112 移动不同的偏移频率 232，并且对于各偏移频率 232（如参考标号 230 所示），可以通过比较器 120 来计算比较参数。例如，偏移频率 232 可以相对于核心编码器的交叉频率或相对于另一特定频率来定义，或者可以定义为绝对频率值。

[0093] 接下来，比较器 120 确定满足预定标准的比较参数值。这样，可以确定具有对应于预定比较参数的偏移频率 242 的带宽扩展高频信号 112（如参考标号 240 所示）。

[0094] 此外，还可以确定功率密度参数 252（如参考标号 250 所示）。功率密度参数 252 可以表示具有对应于所确定的比较参数的偏移频率的带宽扩展高频信号的高频带与输入音频信号的对应频带的比率。例如，比率可以涉及功率密度比率、功率比率或者与频带的功率密度相关的量的另一比率。

[0095] 可选地，图 3 示出了在生成具有不同偏移频率的多个带宽扩展高频信号的情况下，带宽扩展高频信号生成、所生成的带宽扩展高频信号与输入音频信号的比较以及带宽扩展高频信号的可选的功率自适应的示意图 330。

[0096] 与图 2 所示的顺序不同，插入码生成器 110 生成了具有不同偏移频率 232 的多个带宽扩展高频信号 112（如参考标号 320 所示）。这同样可以通过输入音频信号 102 的低频带频移 222 到较高的频率来实现。可以通过恒定频率加上各带宽扩展高频信号 112 的各偏移频率 232 来移动输入音频信号 102 的低频带。恒定频率可以等于核心编码器的交叉频率或者另一特定频率。

[0097] 然后可以计算每个所生成的带宽扩展高频信号 112 的比较参数，并且可以通过比较器 120 来确定 240 满足预定标准的比较参数。

[0098] 功率密度参数可以如上所述地确定 250。

[0099] 图 2 和图 3 所示的概念也可以结合。

[0100] 可以通过两个信号交叉相关来进行输入音频信号 102 与所生成的带宽扩展高频信号 112 的比较。在这种情况下，比较参数可以是例如输入音频信号 102 与所生成的带宽扩展高频信号 112 之间的特定偏移频率的交叉相关的结果。

[0101] 输出信号 132 的参数标识可以是偏移频率本身、量化的偏移频率或者是基于偏移频率的另一量。

[0102] 通过仅传输或者存储参数标识，而不是输入音频信号 102 的高频带，可以降低传输或存储的比特速率。通过基于对应于满足预定标准的比较参数的偏移频率来选择参数，这可以比仅解码频带受限音频信号产生更好的音频质量。

[0103] 预定标准可以确定多个比较参数的，例如，表明具有对应偏移频率的带宽扩展高频信号 112 比具有其他偏移频率的带宽扩展高频信号 112 与输入音频信号 102 的匹配好于 70% 的一个比较参数，表明具有对应偏移频率的带宽扩展信号 112 是对输入音频信号 102 的最佳的三个匹配之一的一个比较参数，或者表明具有对应偏移频率的最佳匹配的带宽扩展信号 112 的一个比较参数。这涉及到生成具有不同偏移频率的多个带宽扩展高频信号 112 的情况，以及仅有一个带宽扩展高频信号 112 生成并被移动不同偏移频率的情况，或者两种情况的结合。

[0104] 比较参数可以是交叉相关的结果或者表明具有特定偏移频率的带宽扩展高频信号 112 与输入音频信号 102 匹配得有多好的另一量。

[0105] 带宽扩展编码器 100 可以包括用于对输入音频信号 102 的低频带进行编码的核心编码器。该核心编码器可以包括对应于输入音频信号 102 的编码的低频带的上限截止频率 (upper cutoff frequency) 的交叉频率。核心编码器的交叉频率可以是恒定的或随时间变化的。实施变化的交叉频率会增加核心编码器的复杂性,但也可以提高编码的灵活性。

[0106] 对于较高频带或插入码,可以重复图 2 和 / 或图 3 所示的处理。例如,输入音频信号 102 的低频带包括 4kHz 的上限截止频率。因此,如果将输入音频信号 102 的低频带移动低频带的上限截止频率,以生成带宽扩展高频信号 112,则带宽扩展高频信号 112 包括具有 4kHz 的下限截止频率以及 8kHz 的上限截止频率的高频带。可以通过将输入音频信号 102 的低频带移动低频带的上限截止频率的两倍来重复该处理。因此,新生成的带宽扩展高频信号 112 包括具有 8kHz 的下限截止频率和 12kHz 的上限截止频率的高频带。这可以重复,直至达到期望的最高频率。可选地,这还可以通过生成具有多个不同高频带的一个带宽扩展高频信号来实现。

[0107] 如在该实例中所示,输入音频信号的低频带的带宽和带宽扩展高频信号的高频带的带宽可以是相同的。可选地,输入音频信号的低频带可以展开并且移动,以生成带宽扩展高频信号。

[0108] 确定具有对应于所确定的比较参数的偏移频率 232 的带宽扩展高频信号 112 会在输入音频信号 102 的低频带与带宽扩展高频信号 112 的高频带之间留下依赖于偏移频率 242 的间隙。该间隙可以通过生成包含例如频带限制噪声的适合该间隙的频率部分来填充。可选地,可以将间隙保留为空的,这是因为音频质量不会受到显著的影响。

[0109] 图 4 示出了根据本发明实施方式的使用输入信号 102 提供输出信号 132 的带宽扩展编码器 400 的框图。带宽扩展编码器 400 包括插入码生成器 100、比较器 120、输出接口 130、核心编码器 410、带通滤波器 420 以及参数提取单元 430。核心编码器 410 连接至输出接口 130 以及插入码生成器 110,插入码生成器 110 连接至比较器 120,比较器 120 连接至参数提取单元 430,参数提取单元 430 连接至输出接口 130,并且带通滤波器 420 连接至比较器 120。

[0110] 插入码生成器 110 可以被实现为基于输入音频信号 102 来生成带宽扩展高频信号 112 的调制器。比较器 120 可以通过由带通滤波器 420 滤波的输入音频信号 102 与所生成的带宽扩展高频信号 112 的交叉相关来执行它们的比较。满足预定标准的比较参数的确定还可以被称为滞后评估 (lag estimation)。

[0111] 输出接口 130 还可以包括比特流格式器的功能,并且可以包括用于组合由核心编码器 410 提供的低频信号与由参数提取单元 430 提供的包括基于偏移频率的参数标识的参数信号 432 的组合器。此外,输出接口可以包括熵编码器或差分编码器,以降低输出信号 132 的比特速率。组合器和熵或差分编码器可以是如该实例所示的输出接口 130 的一部分,或者是独立的单元。

[0112] 音频信号 102 可以被划分为低频部分和高频部分。这可以通过核心编码器 410 的低通滤波器和带通滤波器 420 来完成。低通滤波器可以是核心编码器 410 的一部分或者是连接至核心编码器 410 的独立的低通滤波器。

[0113] 低频部分通过核心编码器 410 (其可以是例如与 MPEG1/2 层 3 “MP3”或 MPEG 4AAC 标准一致的音频编码器或语音编码器) 来处理。

[0114] 低频部分可以被移动一固定值, 例如, 通过频域内的边带调制或快速傅里叶变换(FFT) 来移动, 从而其位于对应插入码的目标区域中的原始低频区域以上。可选地, 可以直接从输入信号 102 获得低频部分。这可以通过连接至插入码生成器 110 的独立的低通滤波器来完成。

[0115] 以规则的时间间隔, 可以计算 (输入音频信号的) 原始高频部分和所得的高频部分 (带宽扩展高频信号) 之间窗口化信号部分的振幅谱之间的交叉相关。这样, 可以确定最大相关的滞后 (偏移频率)。该滞后在原始单侧频带调制 (single side band modulation) 方面可以具有相关因子 (correction factor) 的意义, 即, 单侧频带调制可以另外通过滞后校正, 以使交叉相关最大化。换言之, 可以确定对于满足预定标准的比较参数的偏移频率 (也称为滞后), 其中, 比较参数对应于交叉相关, 而预定标准可以是寻找最大相关。

[0116] 此外, 可以确定振幅谱的绝对值的比率。通过这样做, 可以推导出所获得的高频信号应当通过哪个因子被衰减或者放大。换言之, 可以确定表示带宽扩展高频信号 112 的高频带和原始输入音频信号 102 的对应频带之间的功率比率、功率密度、振幅谱的绝对值或与功率密度比率相关的另外的值的功率密度参数。这可以通过功率密度比较器 (其可以是如实例所示的参数提取单元 430 的一部分或者是独立的单元) 来完成。为了确定功率密度参数, 例如, 可以使用通过将输入音频信号 102 的低频带移动恒定频率而生成的带宽扩展高频信号 112、或者对于确定的比较参数的带宽扩展高频信号 112 或者另一个所生成的带宽扩展高频信号 112。在这种情况下, 对应频带意味着, 例如, 具有相同频率范围的频带。例如, 如果带宽扩展高频信号的高频带包括从 4kHz 到 8kHz 的频率, 则输入音频信号的对应频带也包括从 4kHz 到 8kHz 的范围。

[0117] 所获得的对应于滞后以及对应于振幅的绝对值的校正因子 (偏移频率、功率密度参数) 可以随时间进行内插。换言之, 为窗口化的信号部分 (为时间帧) 所确定的参数可以针对信号部分的每个时间步长进行内插。

[0118] 该调制 (控制) 信号 (参数信号) 或其参数化的表示可以存储或者传输至解码器。换言之, 参数信号 432 可以与由核心编码器 410 处理的输入音频信号 102 的低频带进行组合, 以得到可以存储或传输至解码器的输出信号 132。

[0119] 此外, 可以确定用于调节例如噪声电平和 / 或音调的其他参数。这可以通过参数提取单元 430 来完成。可以将其他的参数添加至参数信号 432。

[0120] 图 4 所示的实例示出了时变调制 (time variable modulation) 的编码器侧的计算。在这种情况下时变调制涉及具有不同偏移频率的带宽扩展高频信号 112。对于满足预定标准的确定的比较参数的偏移频率可以随时间变化。

[0121] 图 5 示出了根据本发明实施方式的用来基于输入音频信号 502 和参数信号 504 提供带宽扩展音频信号 532 的带宽扩展解码器 500 的框图。参数信号 504 包括偏移频率的标识 (indication) 以及功率密度参数的标识。带宽扩展解码器 500 包括插入码生成器 510、组合器 520 以及输出接口 530。插入码生成器 510 连接至组合器 520, 而组合器 520 连接至输出接口 530。

[0122] 插入码生成器 510 基于输入音频信号 502 产生包括高频带的带宽扩展高频信号

512。带宽扩展高频信号 512 的高频带基于输入音频信号 502 的频带的频移而产生，其中，频移基于偏移频率。

[0123] 此外，插入码生成器 510 通过等于功率密度参数的值或等于功率密度参数的倒数值的因子对带宽扩展高频信号 512 的高频带进行放大或衰减。

[0124] 组合器 520 结合带宽扩展高频信号 512 和输入音频信号 502，以获得带宽扩展音频信号 532，输出接口 530 提供带宽扩展音频信号 532。

[0125] 例如，如果如上所述地确定偏移频率，则生成基于偏移频率的带宽扩展高频信号 512 可以允许高频区域中的输入音频信号的频率范围的改善的连续性。

[0126] 此外，通过用功率密度参数对带宽扩展高频信号 512 的高频带进行放大或衰减，输入音频信号 502 的高频连续 (high-frequency continuation) 的功率密度可以用非常高效的方式完成。这样，可以不需要归一化。

[0127] 插入码生成器 510 通过以恒定频率加上偏移频率来移动输入音频信号 512 的频带可以生成带宽扩展高频信号 512。如果偏移频率表明频移向低频进行，则组合器可以忽略包括比输入音频信号 502 的上限截止频率低的频率的带宽扩展高频信号 512 的高频带的一部分。

[0128] 插入码生成器 510 可以在时域或频域中产生带宽扩展高频信号 512。在时域中，插入码生成器 510 可以基于单侧频带调制生成带宽扩展高频信号 512。

[0129] 此外，输出接口在提供输出信号之前可以放大输出信号。

[0130] 图 6 示出了根据本发明实施方式的基于输入音频信号 502 和参数信号 504 提供带宽扩展音频信号 532 的带宽扩展解码器 600 的框图。带宽扩展解码器 600 包括插入码生成器 510、组合器 520、输出接口 530、核心解码器 610 以及参数提取单元 620。核心解码器 610 连接至插入码生成器 510 和组合器 520，参数提取单元 620 连接至插入码生成器 510 和输出接口 530，插入码生成器 510 连接至组合器 520，组合器 520 连接至输出接口 530。

[0131] 核心解码器 610 可以对所接收的比特流 602 进行解码，并且将输入音频信号 502 提供至插入码生成器 501 和组合器 520。输入音频信号 502 可以包括等于核心解码器 610 的交叉频率的上限截止频率。该交叉频率可以是恒定的或者随时间变换的。随时间变换意味着，例如，对于不同时间间隔或时间帧是变化的，但是对于一个时间间隔或时间帧是恒定的。

[0132] 参数提取单元 620 可以将参数信号 504 从所接收的比特流 602 中分离，并且将其提供至插入码生成器 510。此外，可以将参数信号 504 或所提取的噪声和 / 或音调参数提供至输出接口 530。

[0133] 插入码生成器 510 可以基于偏移频率调制输入音频信号 502，以获得带宽扩展高频信号 512，并且可以基于包含在参数信号 504 中的功率密度参数放大或衰减带宽扩展高频信号 512。将该带宽扩展高频信号 512 提供至组合器 520。换言之，插入码生成器 510 可以基于偏移频率和功率密度参数调制输入音频信号 502，以获得高频信号。这可以通过例如在时域中利用内插和 / 或滤波 632 对每个时间步长进行单侧频带调制 634 来完成。

[0134] 组合器 520 组合输入音频信号 502 和所生成的带宽扩展高频信号 512，以获得带宽扩展音频信号 532。

[0135] 输出接口 530 提供带宽扩展音频信号 532 并且可以另外包括校正单元。校正单元

可以基于由参数提取单元 620 提供的参数执行音调校正和 / 或噪声校正。校正单元可以是如图 6 所示输出接口 530 的一部分,或者可以是独立的单元。校正单元还可以设置在插入码生成器与组合器 520 之间。这样,校正单元可以仅校正所生成的带宽扩展高频信号 512 的音调和 / 或噪声。因为输入音频信号 502 对应于原始音频信号,所以输入音频信号 512 的音调和噪声校正不是必需的。

[0136] 总之,带宽扩展解码器 600 通过传输调制功能,可以从音频解码器或核心解码器的输出信号(输入音频信号)合成并频谱地形成高频信号。传输调制功能(Transmitted modulation function),例如,意味着基于偏移频率并且基于功率密度参数的调制功能。然后可以组合高频信号和低频信号,并且可以施加调节噪声电平和音调的其他参数。

[0137] 图 7 示出了根据本发明实施方式的基于输入音频信号提供输出信号的方法 700 的流程图。该方法包括:生成至少一个带宽扩展高频信号(710)、计算多个比较参数(720)、从多个比较参数确定一个比较参数(730)以及提供用于传输或存储的输出信号(740)。

[0138] 所生成的带宽扩展高频信号包括高频带。带宽扩展高频信号的高频带基于输入音频信号的低频带。如果生成不同的带宽扩展高频信号,则不同的带宽扩展高频信号在其高频带内包括不同的频率。

[0139] 基于输入音频信号与所生成的带宽扩展高频信号的比较来计算比较参数。基于输入音频信号与所生成的带宽扩展高频信号之间的不同偏移频率来计算多个比较参数的每个比较参数。

[0140] 所确定的比较参数满足预定标准。

[0141] 输出信号包括基于对应于所确定的比较参数的偏移频率的参数标识。

[0142] 图 8 示出了根据本发明实施方式的基于输入音频信号和参数信号提供带宽扩展音频信号的方法 800 的流程图。参数信号包括偏移频率的标识和功率密度参数的标识。该方法包括:生成带宽扩展高频信号(810)、放大或衰减带宽扩展高频信号的高频带(820)、组合带宽扩展高频信号和输入音频信号以获得带宽扩展音频信号(830)以及提供带宽扩展音频信号(840)。

[0143] 带宽扩展高频信号包括高频带。基于输入音频信号的频带的频移生成带宽扩展高频信号的高频带(810)。频移基于偏移频率。

[0144] 通过等于功率密度参数的值或者等于功率密度参数的倒数值的因子来放大或衰减带宽扩展高频信号的高频带(820)。

[0145] 图 9 示出了根据本发明实施方式的基于输入音频信号提供输出信号的方法 900 的流程图。该附图示出了编码器中的算法的顺序的一种可能性。这也可以是下述的数学形式。实时信号可以通过拉丁小写体字母来表示,希尔伯特变换后的信号用对应的希腊字母表示,傅里叶变换后的信号用拉丁大写字母或者可选地用希腊字母表示。

[0146] 输入信号可以被称为  $f(n)$ ,输出信号  $\mathbf{o}(n)$ .  $f_{HF_k} = f * \text{filt}_{BF_k}$ ;  $1 < k < k_{\max}$  表示变换后的傅里叶,  $j$  表示虚数,通常将希尔伯特变换  $H(\cdot)$  定义为:

[0147]

$$\varphi(m) := H(f(n)) = \mathcal{F}^{-1}(-j \cdot \text{sgn}(\omega) \cdot F(j\omega))$$

[0148] 其中

[0149]

$$\mathcal{F}(j\omega) := \mathcal{F}(f(n))$$

[0150] 交叉可以是核心编码器的截止频率,  $n \in \mathbb{N}$  可以表示时间。 $k_{\max} > k \in \mathbb{N}$  可以表示第  $k$  个扩展或插入码。 $\alpha_k$  描述涉及交叉的感知频带的频带边缘, 例如, 根据巴克 (Bark) 或 ERP 等级。可选地,  $\alpha_k$  例如可以线性增大, 即,  $\alpha_{k+1} - \alpha_k \equiv \text{常数}$ 。通过用调制的低通滤波器对信号进行滤波, 还可以用计算机高效地计算希尔伯特变换。

[0151] 首先, 可以生成具有调制频率  $\alpha_k$  的分析调制器函数 902 和具有时间增量  $\frac{1}{Fs}$  的合成相位增量 (resulting phase increment)  $\gamma_k := \frac{\alpha_k}{Fs}$  ( $Fs$  表示采样率)。这可以在下面的公式中进行数学描述 :

$$[0152] \mu_k(n) := e^{2\pi j \sum_{m=1}^n \gamma_k} = e^{2\pi j \gamma_k n}$$

$$[0153] \mu(n) := \sum_{k=1}^{k_{\max}} e^{2\pi j \sum_{m=1}^n \gamma_k} = \sum_{k=1}^{k_{\max}} e^{2\pi j \gamma_k n}$$

[0154] 如果  $\gamma_k$  独立于  $n$ , 则总和可以仅用  $n$  来替换。

[0155] 可以将输入音频信号 102 或实际的音频信号  $f$  带通滤波为  $\alpha_{k+1} - \alpha_k$  的带宽, 其可以通过下式表达 :

$$[0156] f_{LF} = f * filt_{LF}$$

[0157] 在这种情况下, 每个插入码包括相同的带宽。可选地, 可以将输入音频信号  $f$  102 带通滤波为具有不同带宽的  $\alpha_k$  的带宽, 其可以通过下式来描述 :

$$[0158] f_{LF_k} = f * filt_{LF_k}$$

[0159] 然后, 可以确定应当由该方法重构的原始信号的区域。这些频带受限区域可以表示为

$$[0160] f_{HF_k} = f * filt_{BF_k}; 1 < k < k_{\max}$$

[0161] 且位于间隔  $(\alpha_k, \alpha_{k+1})$  中。

[0162] 低通滤波后的输入信号 904 的调制可以在频域或时域中完成。

[0163] 在频域中, 输入信号可以首先被窗口化, 其可以通过下式来描述 :

$$[0164] f_\xi(n) = f(\xi \cdot \frac{NFFT}{2} + \text{mod}(n, NFFT) + 1) \cdot \text{win}(\text{mod}(n, NFFT) + 1)$$

[0165] 其中, NFFT 是快速傅里叶变换频率库 (fast Fourier transformation bins) 的数字 (例如 512 二进制数),  $\xi$  是窗口数, 而  $\text{win}(\cdot)$  是窗口函数。窗口或时间帧可以包括临时地重叠。例如, 上面给出的公式描述了半个窗口的时间重叠。因此,  $N \in \mathbb{N}$  块来自原始信号, 并且其与变换后的傅里叶的绝对值一样多的振幅谱  $F_\xi(\omega)$  (其中  $\xi \leq N$ ) 相关

[0166]

$$\hat{\gamma}_k := \lfloor \gamma_k \cdot NFFT \rfloor$$

[0167] 描述了变换后的傅里叶中的频带边缘  $k$  的指数。

[0168] 然后, 通过移动 FFT- 频率库 (快速傅里叶变换频率库), 在频域中调制信号。隐含的希尔伯特变换 (implicit Hilbert transformation) 在这里不是必需的, 但是它使得下面步骤的相等形式描述变得可能 :

[0169]  $\Psi_{\xi}(\omega + \hat{\gamma}_k) := F_{\xi}(\omega); \Phi_{\xi}(\omega) := F_{\xi}(\omega)$

[0170] 对于  $\omega \geq 0$  以及

[0171]  $\Phi_{\xi}(\omega) := \Psi_{\xi}(\omega) := 0 \forall \omega < 0$

[0172] 在时域中, 首先进行用来生成分析信号 908 的输入音频信号 f102 的希尔伯特变换 906。

[0173]

$$\varphi := f + j\mathcal{H}(f)$$

[0174] 以及

[0175]

$$\varphi_{LF_k} := f_{LF_k} + j\mathcal{H}(f_{LF_k})$$

[0176] 然后用调制器  $\mu$  (n) 902 单侧频带调制分析信号  $\Phi_{LF_k}$  (710) :

[0177]

$$\psi(n) = \sum_{k=1}^{k_{max}} \varphi_{LF_k}(n) \cdot \mu_k(n)$$

[0178] 或者

[0179]

$$\psi(n) = \varphi_{LF}(n) \cdot \mu(n)$$

[0180] 这样, 可以生成带宽扩展高频信号 (也称为调制的信号 910)。

[0181] 接下来, 执行输入信号的窗口化 (也可能具有重叠) (912) 和扩展信号的窗口化 (914) 以及傅里叶变换 (916) :

[0182]

$$\varphi_{\xi}(n) = \varphi_{LF}(\xi \cdot \frac{NFFT}{2} + n)$$

[0183] 以及

$$\varphi_{\xi}(n) = \psi(\xi \cdot \frac{NFFT}{2} + \text{mod}(n, NFFT) + 1) \cdot \text{win}(\text{mod}(n, NFFT) + 1)$$

[0185] 其中, NFFT 同样是快速傅里叶变换频率库的数字 (例如 256、512、1024 二进制数或者  $2^4$  与  $2^{32}$  之间的另一数字),  $\xi$  是窗口数, win(.) 是窗口函数。因此,  $N \in \mathbb{N}$  块 914 从原始信号中产生, 并且与变换后的傅里叶的绝对值 916 一样多的振幅谱  $\Phi_{\xi}(\omega)$ 、 $\Psi_{\xi}(\omega)$  (其中  $\xi \leq N$ ) 相关。

[0186]

$$\hat{\gamma}_k := \lfloor \gamma_k \cdot NFFT \rfloor$$

[0187] 可以描述变换后的傅里叶中的频带边缘 k 的指数。

[0188] 时域中的处理在图 9 中示出。

[0189] 下一步骤为扩展信号和原始信号的部分振幅谱的交叉相关  $R_{\xi,k}$  的计算 (720) (比较参数可以等于交叉相关的结果), 其可以通过下式来数学地表达:

$$[0190] R_{\xi,k}(v) = \begin{cases} \frac{1}{\hat{\gamma}_{k+1} - \hat{\gamma}_k - \beta \cdot v + \delta} \sum_{\omega=\hat{\gamma}_k-\delta/2}^{\hat{\gamma}_{k+1}+\delta/2} |\Phi_{\xi}(\omega+v)| \cdot |\Psi_{\xi}(\omega)| & v \geq 0 \\ R_{\xi,k}(-v) & v < 0 \end{cases}$$

[0191] 其中

$$[0192] \Phi_\xi(\omega) = \Psi_\xi(\omega) = 0 \forall \omega < 0, \nu \leq \Lambda$$

[0193]  $\delta$  可以表示（为其计算交叉相关的）最大滞后（最大偏移频率）。如果应该用偏差来计算交叉相关，即小的滞后，因此应当优选大重叠，所以应当选择  $\beta = 0$ 。相反，如果应当补偿的是，对于大滞后相比于小滞后，更少的 FFT- 频率库（快速傅里叶变换频率库）发生重叠，则应当选择  $\beta = 1$ 。总体上，可以任意选择  $0 \leq \beta \in \mathbb{R}$ 。可选地或另外地，对于选择比插入码稍大的交叉相关的区域，可以选择  $2 < \delta \in \mathbb{N}; \text{mod}(\delta, 2) = 0$ 。利用该式，由交叉相关考虑的区域可以在特定插入码的两个频谱端扩展  $\frac{\delta}{2}$ 。基于交叉相关的这些结果，可以确定交叉相关的最大值 (730)

$$[0194] m_{\xi,k} := \max_\nu (R_{\xi,k}(\nu))$$

[0195] 以及最大相关的滞后  $d_{\xi,k}$

$$[0196] R_{\xi,k}(d_{\xi,k}) = m_{\xi,k}$$

[0197] 此外，可以通过功率密度谱来确定插入码中的能量或功率比率 920：

$$[0198] c_{\xi,k} := \sqrt{\frac{\sum_{\omega=\gamma_k}^{\hat{\gamma}_{k+1}} |\Phi_\xi(\omega)|^2}{\sum_{\omega=\gamma_k}^{\hat{\gamma}_{k+1}} |\Psi_\xi(\omega)|^2}}$$

[0199] 如果没有明确的最大值可被确定 (924)，则使滞后返回至 0（如参考标号 922 所示）。否则，评估的滞后可以是对应于最大交叉相关的滞后 (918)。对此，可以确定合适的阈值标准， $d_{\xi,k} > \tau$ （其中，将选择  $\tau$ ）。可选地，可以观察交叉相关  $d_{\xi,k}$  的曲率或谱平坦性 (SFN)，例如：

$$[0200] \frac{R''_{\xi,k}(\nu)}{(1 + (R'_{\xi,k}(\nu))^2)^{3/2}} > \tau; |\nu| \leq \Lambda$$

[0201] 或者

$$[0202] \frac{\frac{1}{2\Lambda+1} \sum_{\nu=1}^{2\Lambda+1} R_{\xi,k}(\nu)}{\sqrt[2\Lambda+1]{\prod_{\nu=1}^{2\Lambda+1} R_{\xi,k}(\nu)}} > \tau.$$

[0203] 其中

$$[0204] R'_{\xi,k}(\nu) := \frac{\partial R_{\xi,k}(\nu)}{\partial \nu}, R''_{\xi,k}(\nu) := \frac{\partial R'_{\xi,k}(\nu)}{\partial \nu}$$

[0205] 可以对滞后  $d_{\xi,k}$  以及功率密度参数  $c_{\xi,k}$  进行内插 (926)，以获得用于每个时间步长的值：

$$[0206] \zeta_k(n) := \text{interp}(c_{\xi,k}); \lambda_k(n) = \text{interp}(d_{\xi,k})$$

[0207] 然后，可以生成修改的、幅度调制的以及频移的总体调制函数：

$$[0208] \tilde{\mu}_k(n) = \zeta_k(n) e^{j \frac{2\pi}{\Lambda} \sum_{m=1}^n (\gamma_k(m) + i \lambda_k(m))}$$

$$[0209] \quad \tilde{\mu}(n) = \sum_{k=1}^{k_{\max}} \zeta_k(n) e^{-j \sum_{m=1}^M (\gamma_k(m) + \lambda_k(m))}$$

[0210] 该总体调制函数或总体调制函数的参数可以提供有用于存储或传输的输出信号 (740)。

[0211] 此外,可以确定用于噪声校正和 / 或音调校正的其他参数。

[0212] 解码器处的调制可以通过下式 :

[0213]

$$\tilde{\psi}(n) = \varphi_{LF}(n) \cdot \tilde{\mu}(n)$$

[0214] 以及 k 部分调制的添加 (如果存在多于一个插入码) 来进行。为此,例如,通过量化,可以适当地编码总体调制函数  $\mu_k(n)$  或者  $\mu(n)$  或者总体调制函数的参数  $\zeta_k(n)$  和  $\lambda_k(n)$  或者  $c_{\xi,k}$  和  $d_{\xi,k}$ 。可选地,可以降低采样率并且可以引入滞后现象。

[0215] 例如,如果在寂静、瞬态或噪声中不存在音调信号,则滞后计算可以省略。在这些情况下,可以将滞后设定为零。

[0216] 图 10 更详细地示出了用于确定滞后 (lag) 的实例 1000。

[0217] 对于时间帧或窗口  $\xi = i(1010)$ , 将滞后  $v$  设定为负  $\Lambda$  来作为开始值。然后, 计算交叉相关 (cross correlation)  $R_{\xi,k}(v)$  (720)。如果  $v$  小于  $\Lambda$  (1030), 则增加  $v$  (1032), 并且根据交叉相关计算下一个比较参数 (720)。如果  $v$  等于或大于  $\Lambda$  (1030), 则可以确定对应于计算的最大交叉相关的滞后 (730)。如果最大值是明确可确认的 (924), 则所确定的滞后用作参数  $d_{\xi,k}$  (918)。否则, 滞后被设定为 0 并用作参数  $d_{\xi,k} = 0$  (922)。

[0218] 然后对于下一时间帧  $\xi = \xi + 1(1050)$ , 重复整个处理 (1040)。可以将所确定的滞后内插以获得每个时间步长 N 的参数 (926)。

[0219] 如果使用多个比较器,也可以并行地进行多个比较参数 (例如,交叉相关的结果) 的计算。此外,如果必要的硬件可被多次使用,则可以并行地进行不同时间帧的处理。计算交叉相关的循环也可以起始于  $+\Lambda$  并在每个循环减小直至  $v \leq \Lambda$ 。

[0220] 图 11 示出了不同时间帧、时间间隔或窗口的偏移频率的内插 926 的示意图。图 11a 示出了时间帧不重叠时的内插 1100。对于整个时间帧 1110 确定滞后  $d_{\xi,k}$ 。为每个时间步长 1120 内插参数的最简单的方法可以通过将时间帧 1110 所有的时间步长 1120 的参数设定为等于对应的滞后  $d_{\xi,k}$  来实现。在时间帧的边缘,可以选择前一时间帧的滞后或后一时间帧的滞后。例如,参数  $\lambda_k(n)$  至  $\lambda_k(n+3)$  等于  $d_{\xi,k}$ , 而参数  $\lambda_k(n+4)$  至  $\lambda_k(n+7)$  等于  $d_{\xi+1,k}$ 。

[0221] 可选地,时间帧 1110 的滞后可以线性内插在时间帧之间。例如 :

$$[0222] \quad \lambda_k(n) = \frac{d_{\xi,k} + d_{\xi-1,k}}{2}$$

$$[0223] \quad \lambda_k(n+1) = \frac{3 \cdot d_{\xi,k} + d_{\xi-1,k}}{4}$$

$$[0224] \quad \lambda_k(n+2) = d_{\xi,k}$$

$$[0225] \quad \lambda_k(n+3) = \frac{3 \cdot d_{\xi,k} + d_{\xi+1,k}}{4}$$

$$[0226] \quad \lambda_k(n+4) = \frac{d_{\xi,k} + d_{\xi+1,k}}{2}$$

[0227] 适当地, 图 11B 示出了用于时间帧 1110 重叠的实例 1150。在这种情况下, 一个时间步长 1120 与一个以上时间帧 1110 相关联。因此, 一个以上所确定的滞后与一个时间步长 1120 相关联。这样, 可将所确定的滞后内插以获得每个时间步长 1120 的一个参数 (926)。例如, 将对应于一个时间步长 1120 的确定的滞后线性内插。例如, 可能的内插可以是:

$$[0228] \quad \lambda_k(n) = d_{\xi-1,k}$$

$$[0229] \quad \lambda_k(n+1) = \frac{d_{\xi-1,k} + d_{\xi,k}}{2}$$

$$[0230] \quad \lambda_k(n+2) = d_{\xi,k}$$

$$[0231] \quad \lambda_k(n+3) = \frac{d_{\xi,k} + d_{\xi+1,k}}{2}$$

[0232] 可选地, 还可以通过例如中值滤波进行内插。

[0233] 可以通过内插装置来进行内插。内插装置可以是参数提取单元或输出接口的一部分, 或可以是单独的单元。

[0234] 在解码器侧, 可以通过如下来进行带宽扩展:

[0235]

$$\tilde{\psi}(n) = \varphi_{LF}(n) \cdot \tilde{\mu}(n)$$

[0236] 将  $\tilde{\mu}(n)$  和  $\varphi_{LF}(N)$  解码后作为核心编码器的输出。另外,  $\tilde{\psi}(n)$  可以与之前从原始信号获得的音调和 / 或噪声电平的参数相适应。

[0237] 根据以下两个公式之一来进行解码器处的总体调制函数的计算:

[0238]

$$\psi(n) = \sum_{k=1}^{K_{max}} \varphi_{LF_k}(n) \cdot \mu_k(n) + noise(n)$$

[0239] 以及

[0240]

$$\psi(n) = \varphi_{LF}(n) \cdot \mu(n) + noise(n)$$

[0241] 可以忽略信号的虚部:

$$o(n) = Re(\psi(n))$$

[0243] 然后, 如前所述, 接下来可以通过例如反转滤波进行音调校正。

[0244] 图 12 示出了根据本发明实施方式的带宽扩展解码器 1200 的框图, 该带宽扩展解码器用于基于输入音频信号 502 来提供带宽扩展音频信号 532。带宽扩展解码器 1200 包括插入码生成器 1210、比较器 1220、组合器 1230 以及输出接口 1240。插入码生成器 1210 连接至比较器 1220, 比较器 1220 连接至组合器 1230 并且组合器 1230 连接至输出接口 1240。

[0245] 插入码生成器 1210 基于输入音频信号 502 生成至少一个包括高频带的带宽扩展高频信号 1212, 其中, 带宽扩展高频信号 1212 的高频带的下限截止频率低于输入音频信号 502 的上限截止频率。如果生成不同的带宽扩展高频信号, 则不同的带宽扩展高频信号 1212 在它们高频带内包括不同的频率。

[0246] 比较器 1220 计算多个比较参数。基于输入音频信号 502 和所生成的带宽扩展高频信号 1212 的比较来计算比较参数。基于输入音频信号 502 和所生成的带宽扩展高频信号 1212 之间的不同偏移频率来计算多个比较参数中的每一个比较参数。进一步地, 比较器从多个比较参数中确定一个比较参数, 其中所确定的比较参数满足预定的标准。

[0247] 组合器 1230 组合输入音频信号 502 和带宽扩展高频信号 1212, 以获得带宽扩展音频信号 532, 其中, 带宽扩展高频信号 1212 基于对应于所确定的比较参数的偏移频率。

[0248] 输出接口 1240 提供带宽扩展音频信号 532。

[0249] 与图 5 所示的解码器相比, 所述的解码器 1200 通过自身来确定偏移频率。因此, 不需要用输入音频信号 502 来接收该参数。这样, 可以进一步降低用于音频信号的传输或存储的比特速率。

[0250] 如图 1 中所描述的, 插入码生成器 1210 可以生成具有不同偏移频率的多个带宽扩展高频信号, 或仅生成一个通过不同的偏移频率来移动的带宽扩展高频信号。同样, 也可使用这两种可能性的组合。

[0251] 图 13 示出了根据本发明实施方式的用于提供带宽扩展音频信号的方法 1300 的流程图。方法 1300 包括生成至少一个带宽扩展高频信号 (1310)、计算多个比较参数 (1320)、从多个比较参数中确定一个比较参数 (1330)、组合输入音频信号和带宽扩展高频信号 (1340) 以及提供带宽扩展音频信号 (1350)。

[0252] 带宽扩展高频信号包括基于输入音频信号的高频带。带宽扩展高频信号的高频带的下限截止频率低于输入音频信号的上限截止频率。如果生成不同的带宽扩展高频信号, 则不同的带宽扩展高频信号在它们的高频带内具有不同的频率。

[0253] 基于输入音频信号和所生成的带宽扩展高频信号的比较来计算比较参数。基于输入音频信号和所生成的带宽扩展高频信号之间的不同的偏移频率来计算多个比较参数中的每一个比较参数。

[0254] 所确定的比较参数满足预定的标准。

[0255] 与输入音频信号组合以获得带宽音频信号的带宽扩展高频信号基于与所确定的比较参数对应的偏移频率。

[0256] 图 14 示出了根据本发明实施方式的用于提供带宽扩展音频信号的方法 1400 的流程图。

[0257] 在接收到包括输入音频信号的比特流 (1402) 之后, 核心解码器对输入音频信号进行解码 (1410)。基于输入音频信号, 生成带宽扩展高频信号 (1310), 并且根据输入音频信号与具有不同偏移频率的所生成的带宽扩展高频信号之间的交叉相关, 计算多个比较参数 (1320)。然后, 确定满足预定标准的比较参数 (其还被称为滞后评估) (1330)。

[0258] 基于与所确定的比较参数对应的偏移频率, 调制器可以对输入音频信号进行调制 (1420)。此外, 可以从接收到的比特流 (1402) 中提取参数来适应例如调制信号的功率密度。然后将调制的信号与输入音频信号组合 (1340)。此外, 可以对带宽扩展音频信号的音调和噪声进行校正 (1440)。这也可以在与输入音频信号组合之前来完成。然后, 提供根据带宽扩展音频信号的音频数据 (1350), 例如, 用来进行声音再生。

[0259] 这样, 在解码器侧进行了时变调制 (time variable modulation) 的计算。

[0260] 可选地, 调制器对输入音频信号进行调制以生成插入码 (1420), 例如可以使用之前已经生成的带宽扩展高频信号, 或插入码生成器可以生成基于对应于所确定的比较参数的偏移频率的带宽扩展高频信号 (插入码)。

[0261] 换言之, 如果低的数据率比解码侧的低复杂性更重要, 则在解码器侧还可以进行调制器的频率调制的确定。为此, 可以在解码器执行如图 9 所示的算法而只需作一些改变。

因为对于在解码器侧的交叉相关的计算,原始信号不是现有的,所以在重叠范围内的原始信号(输入音频信号)与移动的原始信号(输入音频信号)之间计算交叉相关。例如,信号可以在0与 $\alpha_k$ 之间移动,例如, $\alpha_k$ 由2相除, $\alpha_k$ 由3相除或 $\alpha_k$ 由4相除。 $\alpha_k$ 再次表示第一第k频带边缘,例如, $\alpha_1$ 表示核心编码器的交叉频率。

[0262] 例如,这可以在编码器处以与解码器处相同的方式发生。在编码器处,用于频谱形成的参数、噪声校正和/或音调校正可以被提取并被传输至解码器。

[0263] 适当地,图15示出了根据本发明实施方式的用于使用输入音频信号来提供输出信号的带宽扩展编码器1500的框图。编码器1500对应于图4中所示的编码器,然而,编码器1500并不提供具有基于偏移频率自身的参数标识的输出信号。其可仅确定功率密度参数和用于音调校正和噪声校正的可选参数,并且将这些参数的参数标识包含至输出信号132。然而,功率密度参数(如确定其他参数,还包括其他参数)基于与所确定的比较参数对应的偏移频率来确定。

[0264] 例如,功率密度参数可以表示输入音频信号102与具有与所确定的比较参数相对应的偏移频率的带宽扩展高频信号之间的比率。因此,与功率密度参数相关以及可选地与用于音调校正和/或噪声校正参数相关的参数标识基于对应于所确定的比较参数的偏移频率。

[0265] 编码器1500与图4所示的编码器的其他的差别之处在于,插入码生成器110以与解码器1400的插入码生成器相同的方式来生成带宽扩展高频信号。以这种方式,编码器1500和解码器可以获得相同的偏移频率,因此由编码器1500提取的参数对于由解码器所生成的插入码是有效的。

[0266] 根据本发明的一些实施方式涉及使用时变调制器在时域中进行音频信号的带宽扩展的装置和方法。换言之,例如,对于每个时间步长、每个时间帧、时间帧的一部分或对于时间帧的组,都可以使用变化的截止频率来生成插入码。

[0267] 用于音频信号的带宽扩展的上述方法可以用在编码器侧和解码器侧以及只用在解码器侧。与已知的方法相比,上述新方法可以执行所谓的带宽的谐波扩展而不需要关于音频信号的基频的提取信息。进一步地,与所谓的谐波带宽扩展(例如,如申请号为US 61/025129的美国临时专利申请“F. Nagel, S. Disch : “Apparatus and method of harmonic bandwidthextension in audio signals”所示,其利用相位声码器来完成)相比,可以不展开频谱,并且也可以不改变密度。为了确保谐调,利用了扩展频带与基带之间的相关。该相关可以在编码器侧计算也可以在解码器侧计算,这取决于计算和存储器复杂性以及数据速率的需要。

[0268] 例如,借助于具有多个慢、单一适应的、时间可变载波的单侧频带调制(SSB)通过使用调幅(AM)和频移来进行自身的带宽扩展。以下根据另外的参数进行的后续处理试图近似原始信号的频谱包络和噪声电平以及其他性质。

[0269] 用于信号变换的新方法可以避免通过借助于低频(LF)与高频(HF)区之间以及之后的高频区(所谓的插入码)之间的时变截止频率交叉对频谱进行连续的谐波校正所生成的简单复制或镜像操作所引起的问题。选择这些截止频率使得所生成的插入码尽可能好地像在原始中存在的那样适合现有的谐波光栅。

[0270] 图16示出了具有3个时变振幅和截止频率的调制器,通过该调制器可以通过基带

的单侧频带调制来生成 3 个插入码。图 16a 示出了使用时变截止频率 1610 的带宽扩展信号的频谱的示图 1600a。图 16b 示出了 3 个音调的音频信号的频谱的示图 1600b。与图 18B 所绘的声谱图相比, 线 1620 显著地被更少地拖影。

[0271] 图 17 通过周期的示图 1700 示出了效果。音频信号的三个音调的功率密度频谱被示为原始的 1710、具有恒定截止频率的 1720 以及具有可变截止频率的 1730。与使用恒定的截止频率 1720 相比, 通过使用可变的截止频率 1730 保持了谐波的结构。

[0272] 通过频谱的谐波连续, 可以避免在基带(核心编码器)与扩展带之间以及连续(succeeding)的插入码之间两者的转变点处的问题。无须像用于系统的函数所需求的那样的  $F_0$ -评估, 可以以谐波方式使任意信号连续, 而不存在由干扰谐波或瞬时的声音现象而引起的可听见的人工产物。

[0273] 根据本发明的一些实施方式涉及一种适于应用于所有音频应用的方法, 其中全频带不是可用的。例如, 对于使用数字无线电通信对音频内容的广播、互联网流或音频通信应用, 可以使用上述方法。

[0274] 根据本发明的其他实施方式涉及用于基于输入音频信号和参数信号, 来提供带宽扩展音频信号的带宽扩展解码器, 其中, 参数信号包括偏移频率的标识和功率密度参数的标识。带宽扩展解码器包括插入码生成器、组合器以及输出接口。插入码生成器被配置为生成包括高频带的带宽扩展高频信号, 其中, 带宽扩展高频信号的高频带是基于输入音频信号的频带的频移来生成的, 其中, 频移基于偏移频率, 并且其中插入码生成器被配置为通过等于功率密度参数的值或等于功率密度参数的倒数值的因子放大或衰减带宽扩展高频信号的高频带。组合器被配置为组合带宽扩展高频信号和输入音频信号以获得带宽扩展音频信号。输出接口配置为提供带宽扩展音频信号。

[0275] 根据本发明的一些其他实施方式涉及如前所述的带宽扩展解码器, 其中, 插入码生成器被配置为通过等于功率密度参数的值或等于功率密度参数的倒数值的因子放大或衰减带宽扩展高频信号的高频带, 其中, 功率密度参数的标识包含在输入音频信号中。

[0276] 尽管已经根据几个实施方式描述了本发明, 但存在落在本发明的范围内的变形、置换以及等同替换。还应当注意的是, 存在实施本发明的方法和构成的多种替换方式。因此, 以下所附权利要求意在被解释为包括所有的这样的变形、置换以及等同替换, 只要它们落在本发明的实质的精神和范围内。

[0277] 具体地, 需要指出的是, 根据条件, 本发明方案还可以在软件中实施。可以在具有能够与可编程计算机系统协作而使得对应方法被执行的电子可读控制信号的数字存储介质(具体地, 软驱或 CD)上实施。一般地, 因而, 当在计算机上执行该计算机程序产品时, 本发明还存在于计算机程序产品中, 该计算机程序产品具有存储在用于当在计算机上执行计算机产品时执行本发明方法的机器可读载体上的程序代码。换而言之, 因而, 本发明因此可以作为具有用来当在计算机上执行计算机程序时执行该方法的程序代码的计算机程序来实现。

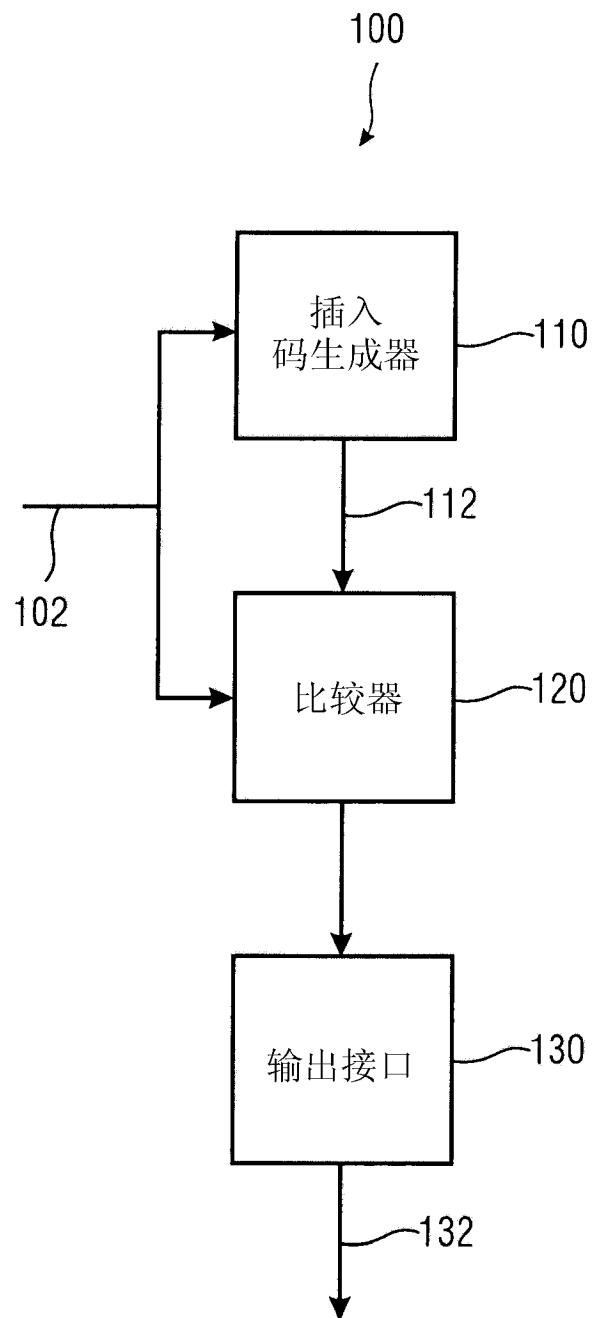


图 1

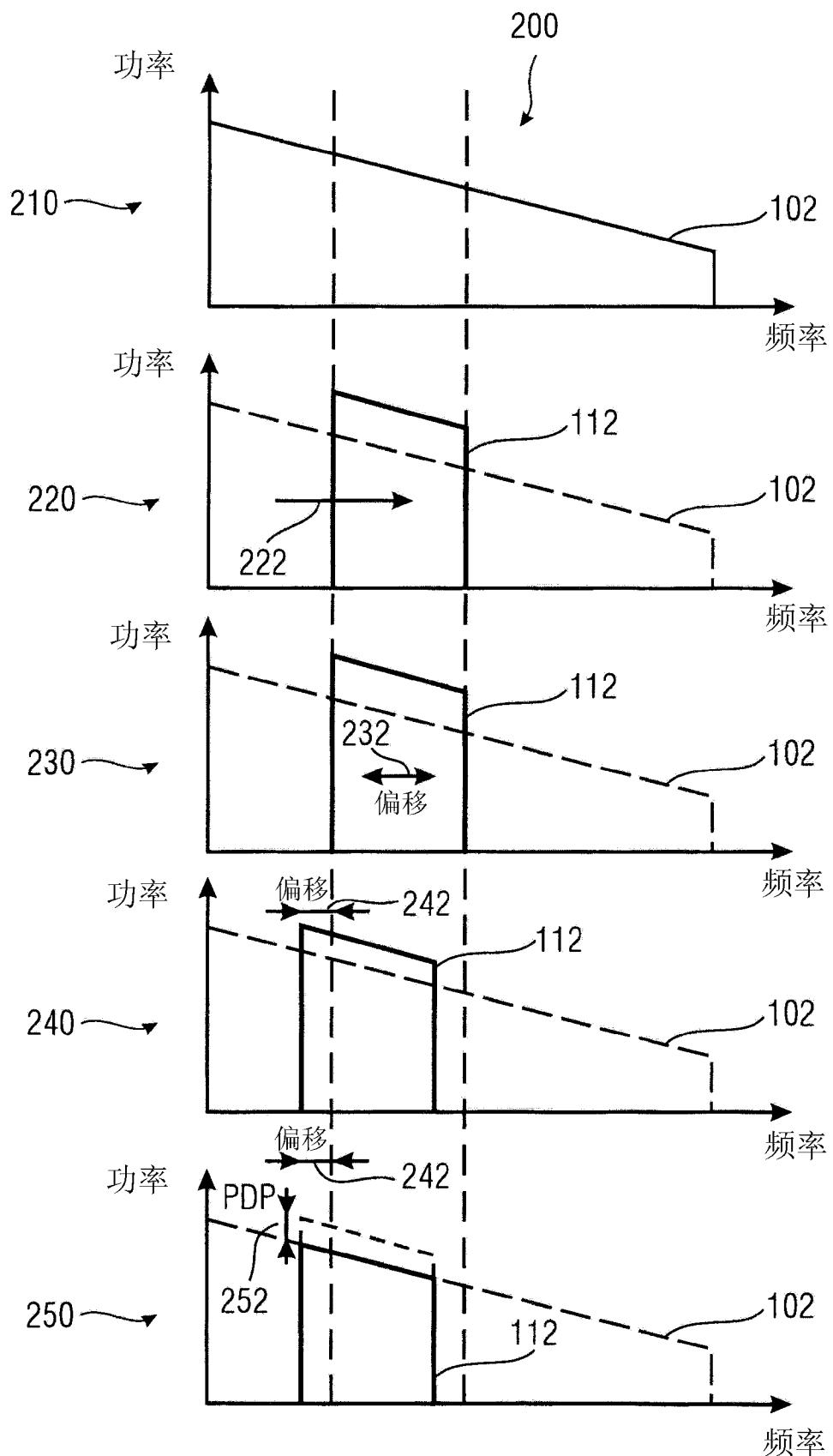


图 2

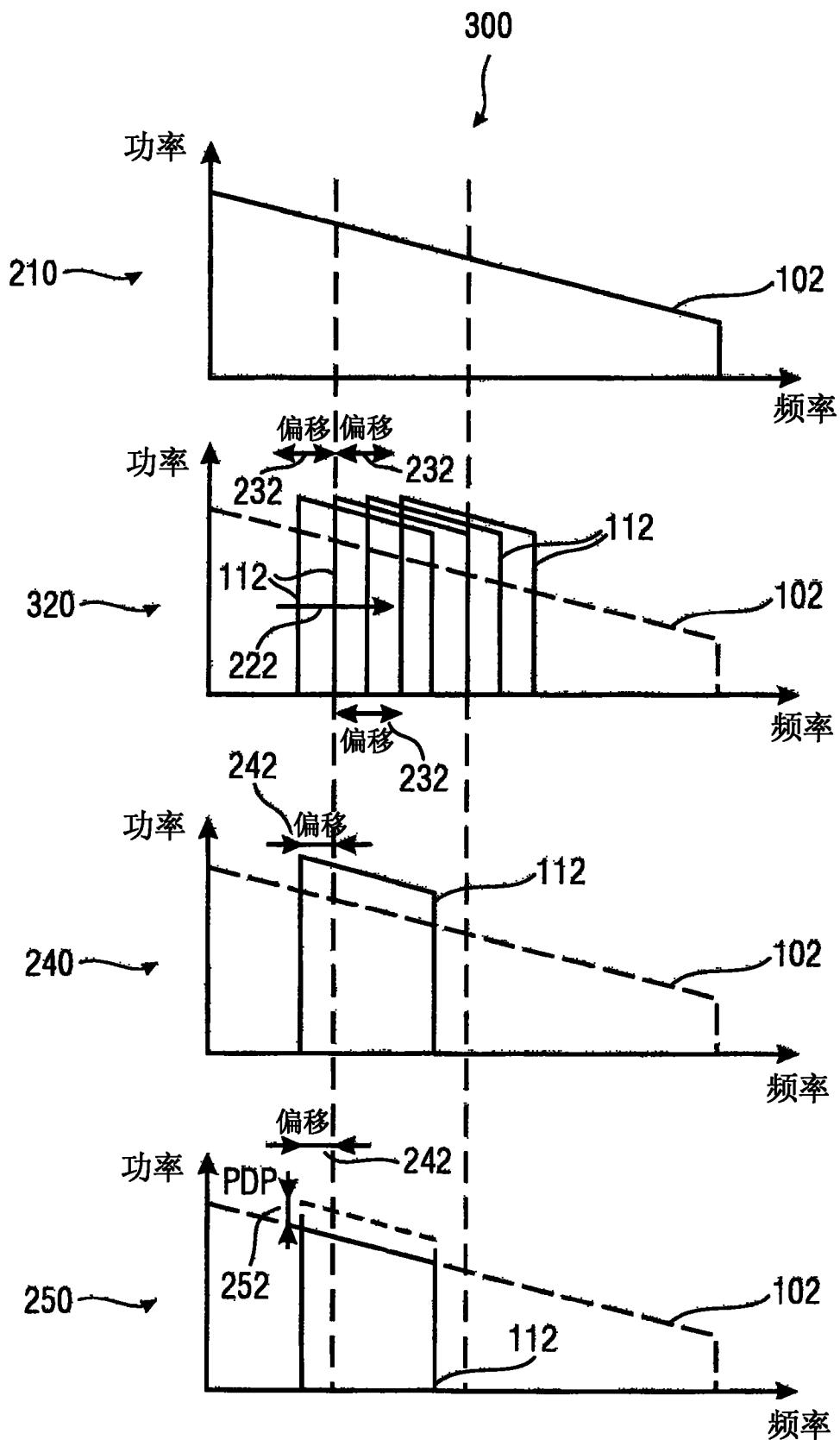


图 3

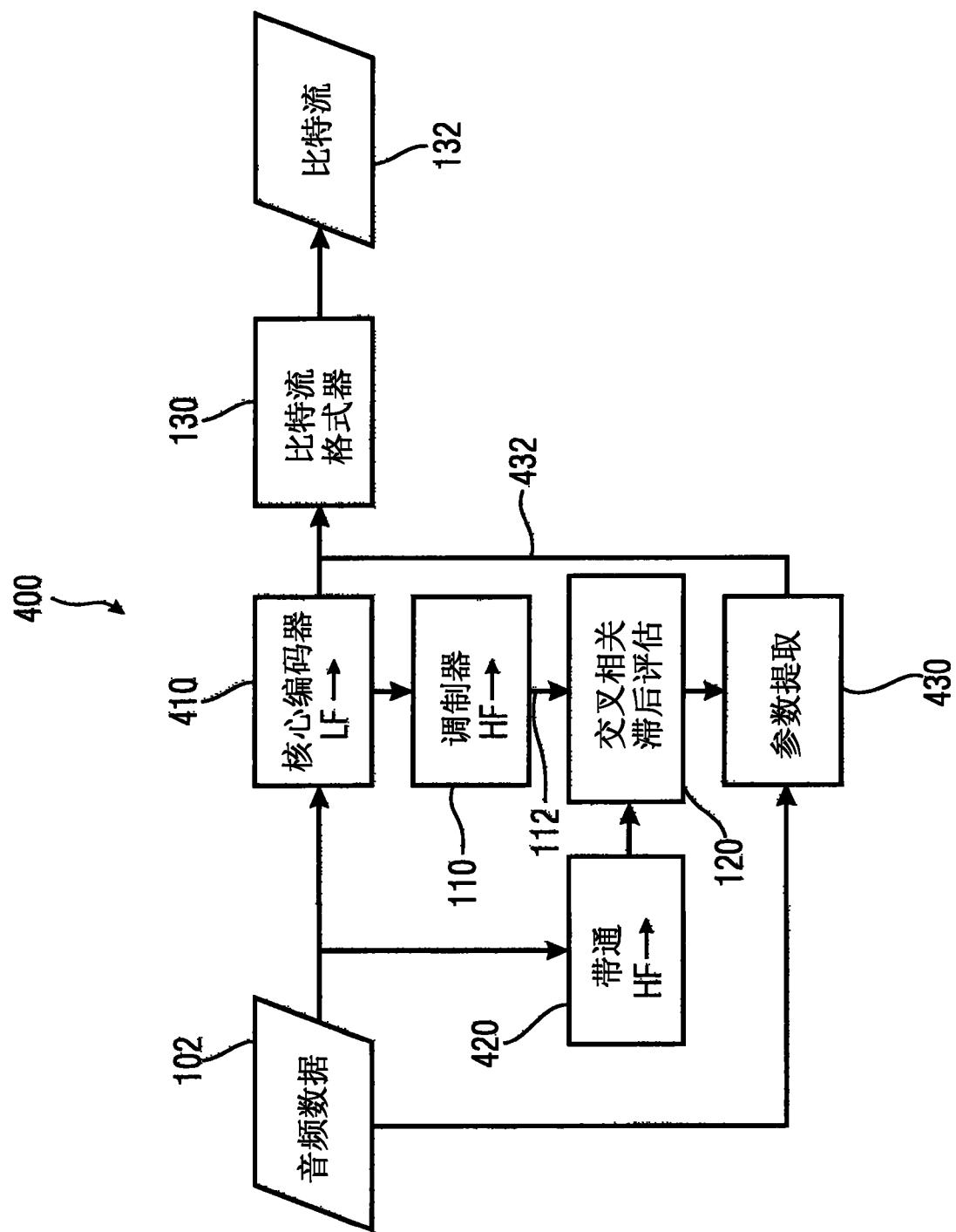


图 4

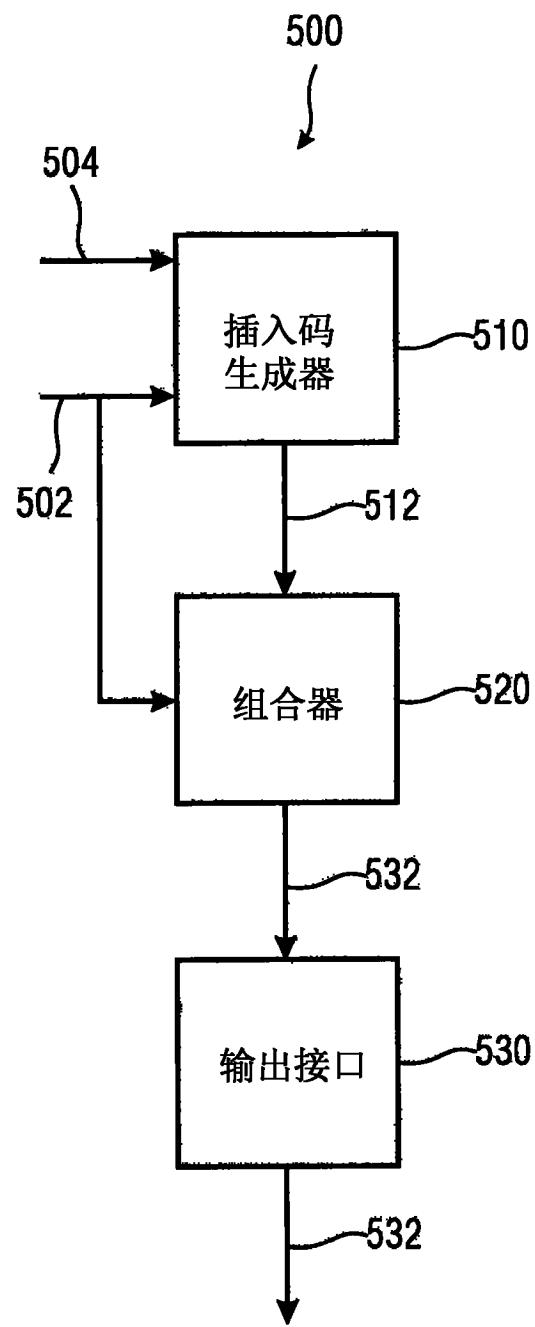


图 5

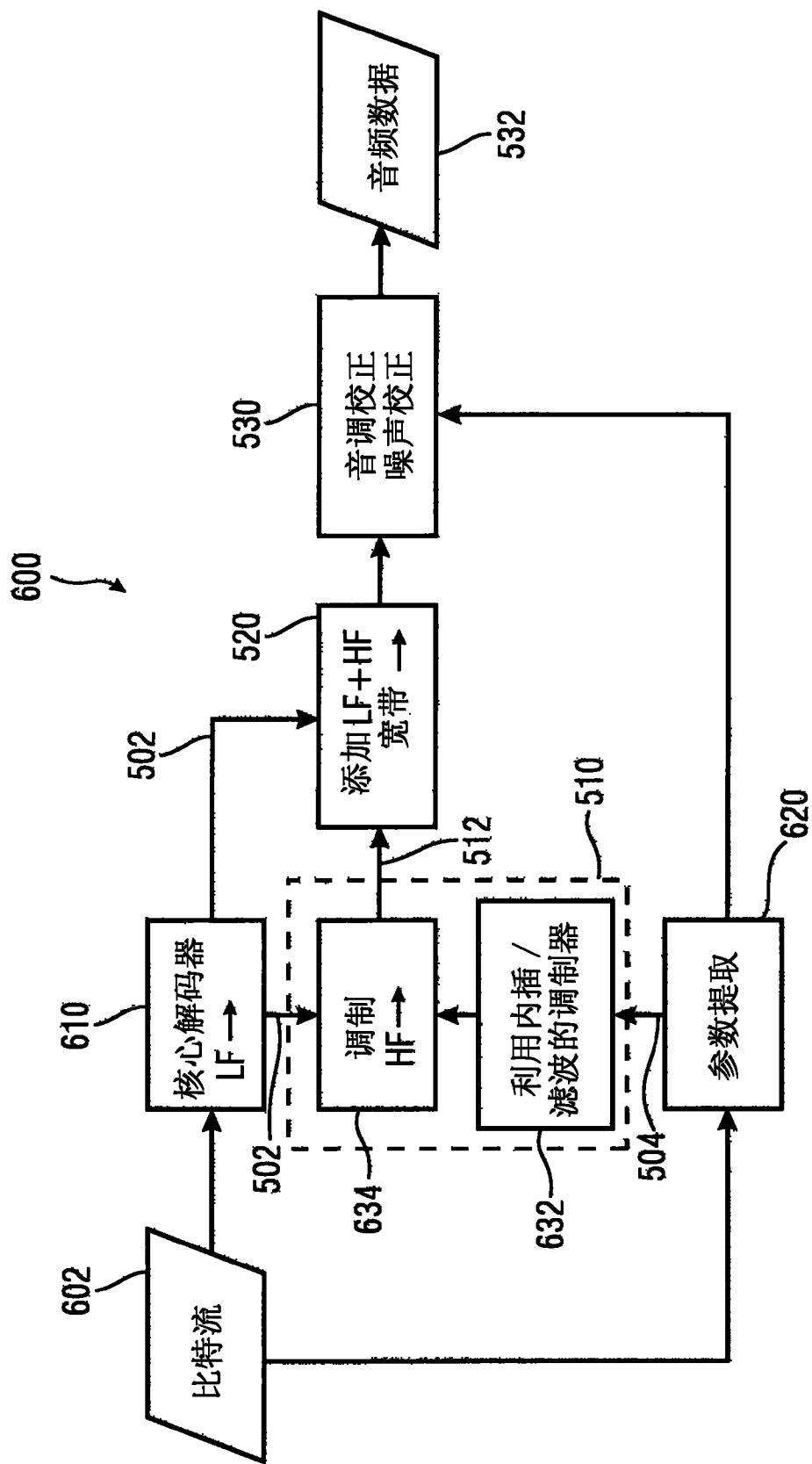


图 6

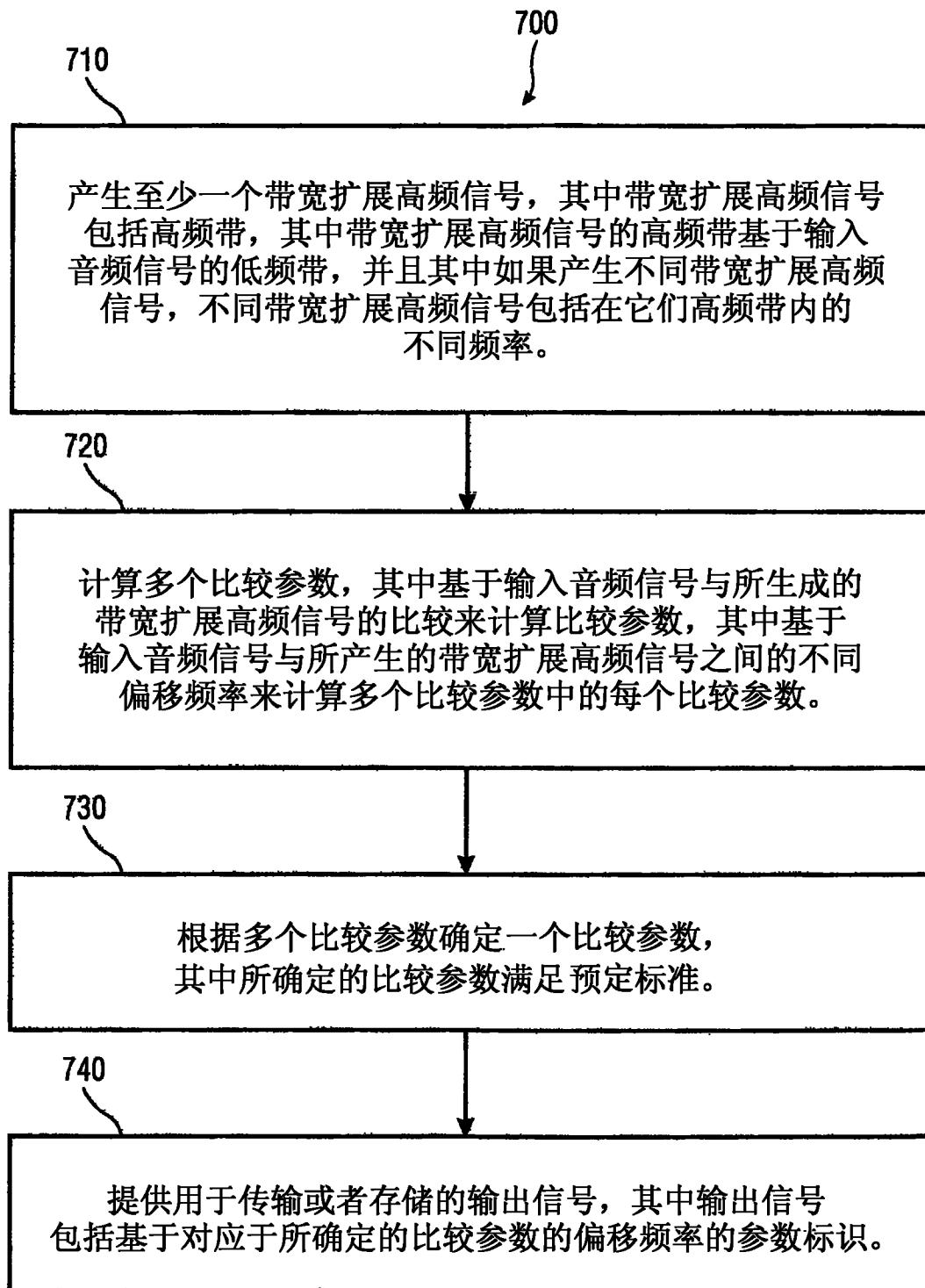


图 7

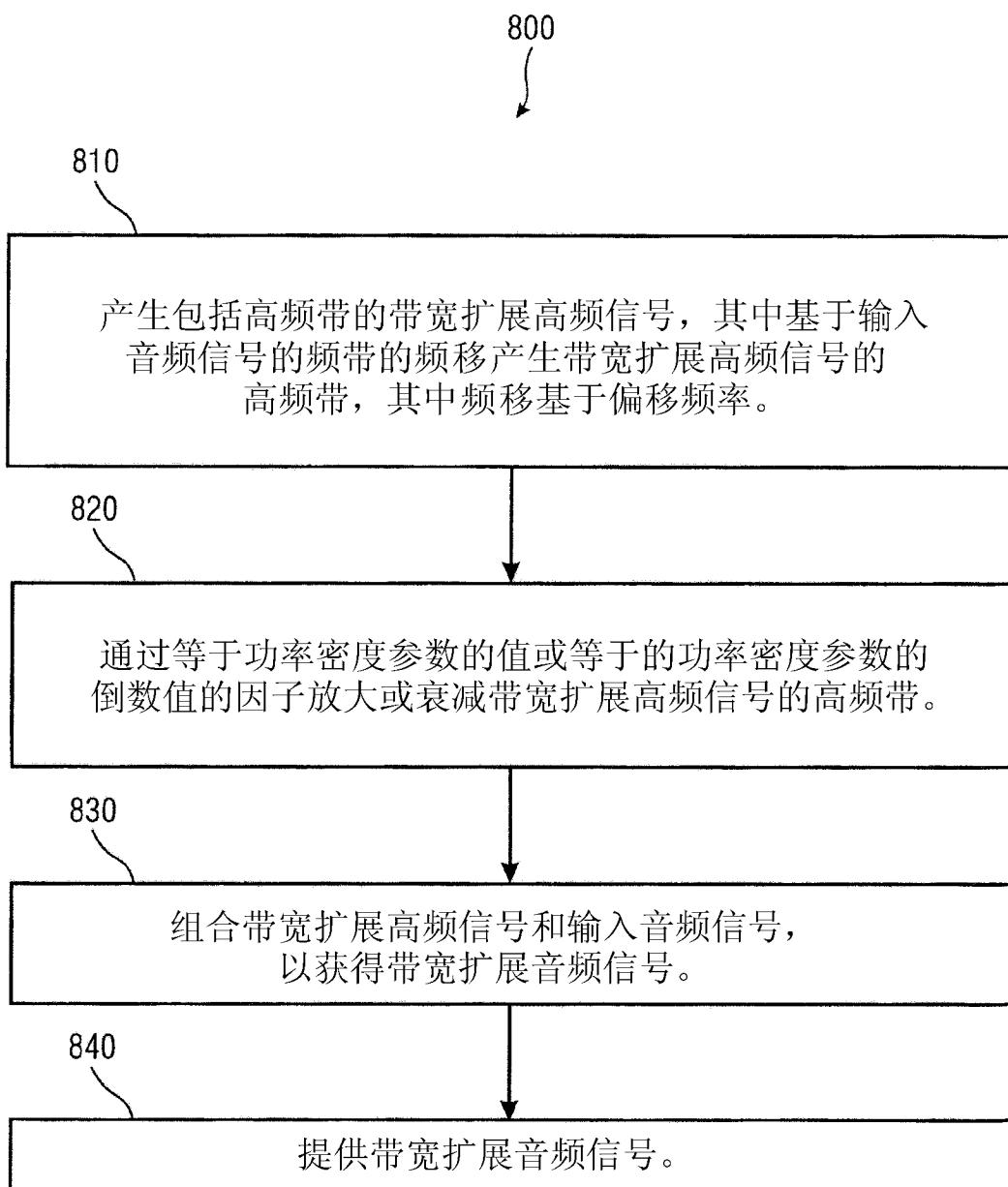


图 8

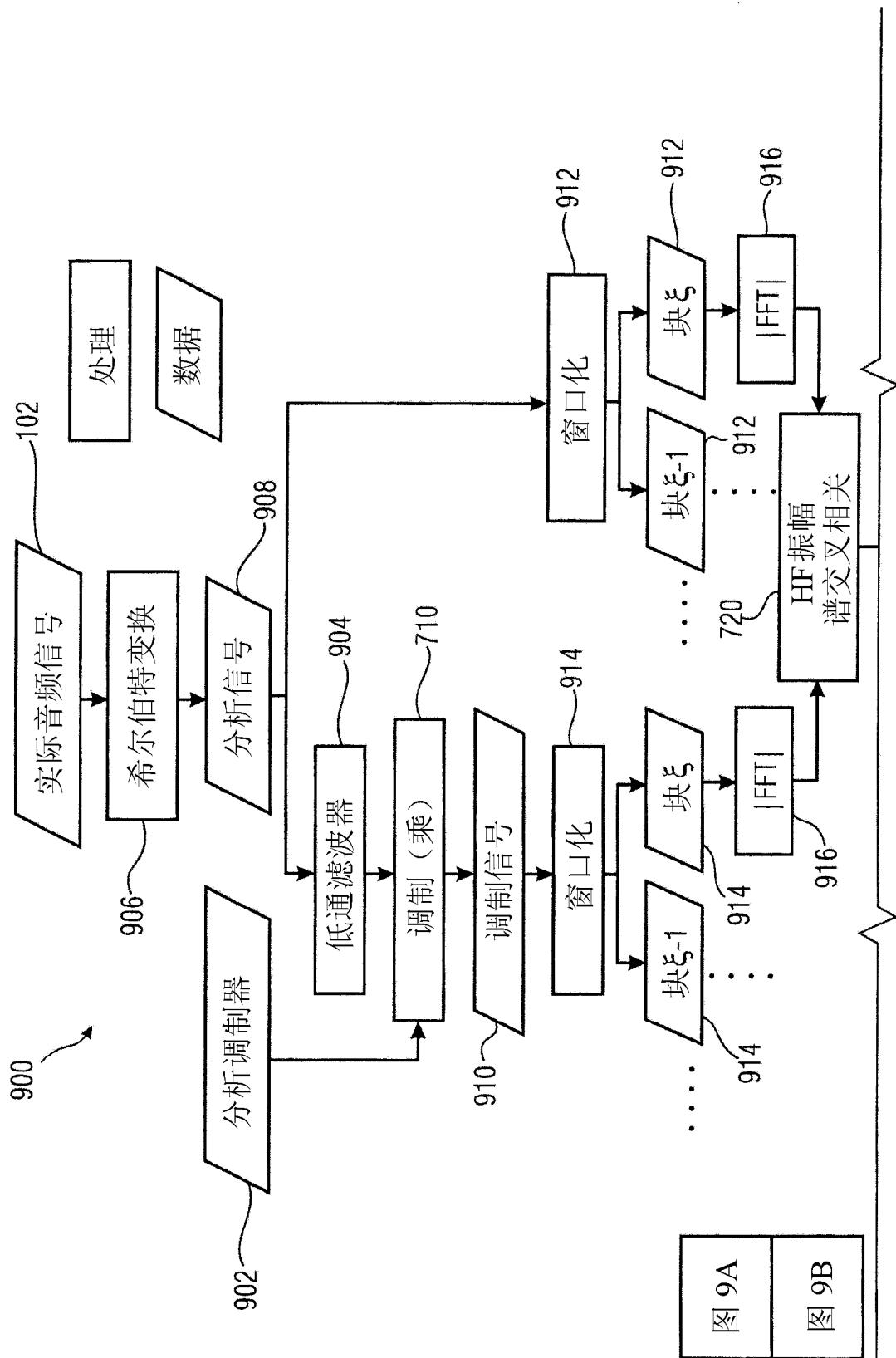


图 9

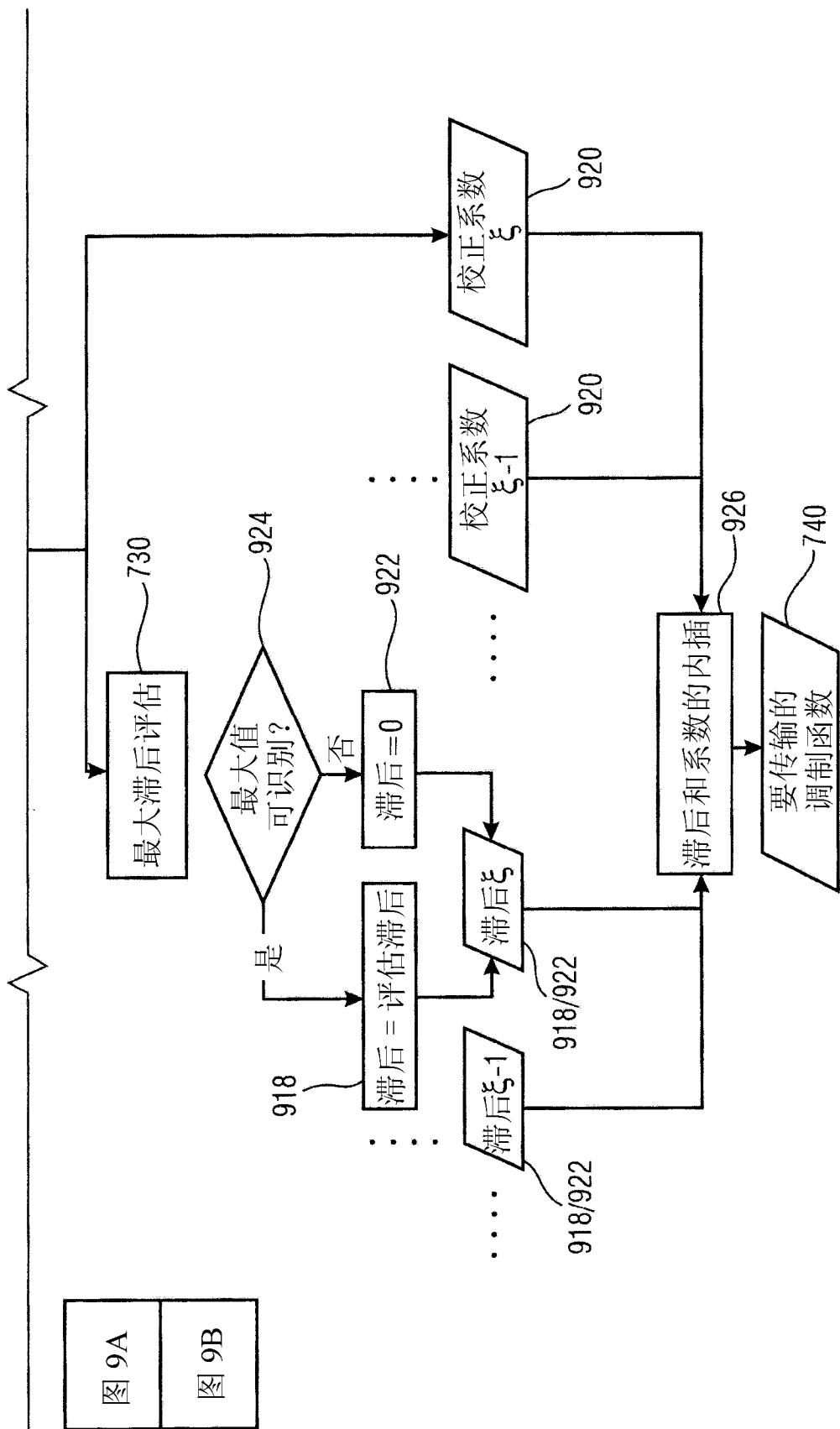


图 9B

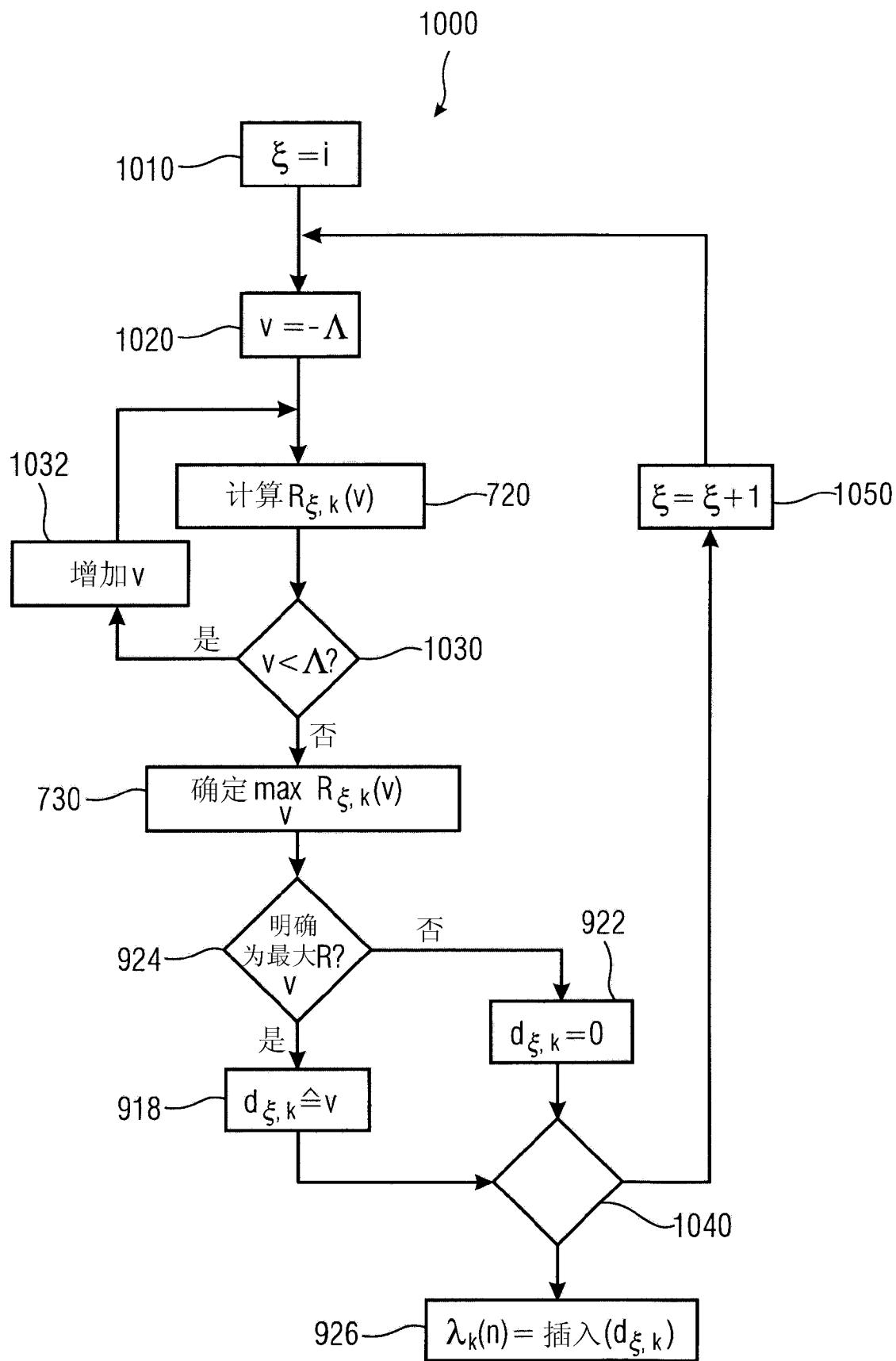


图 10

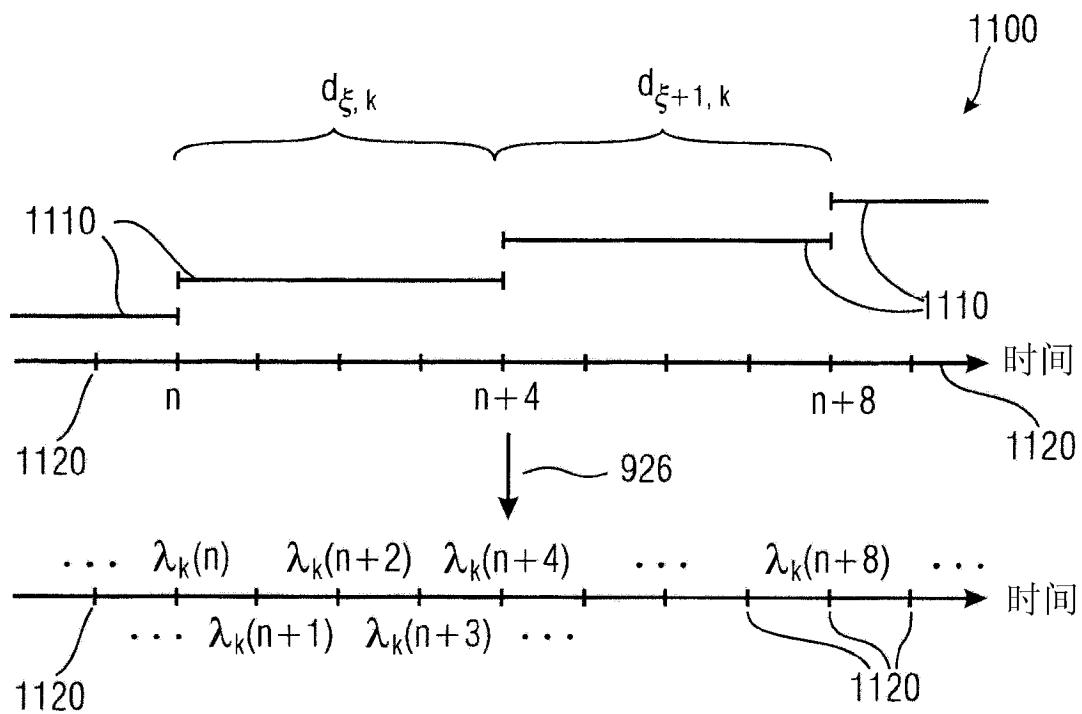


图 11A

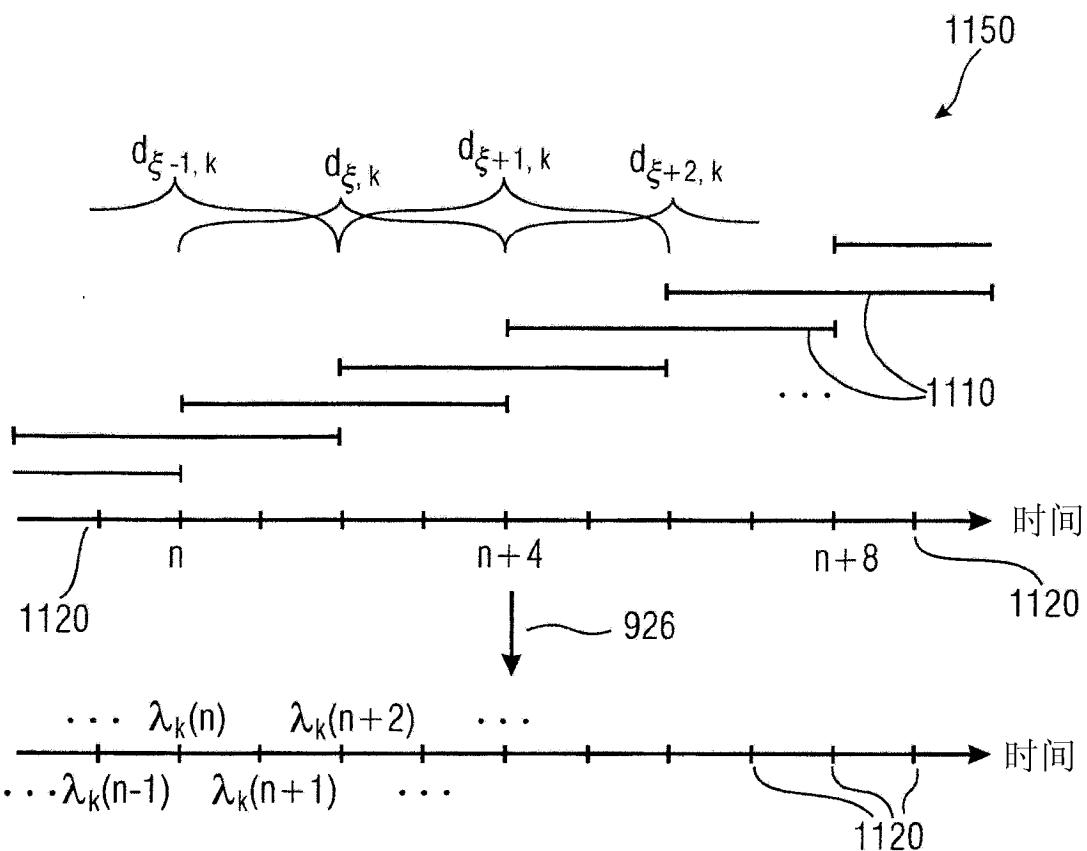


图 11B

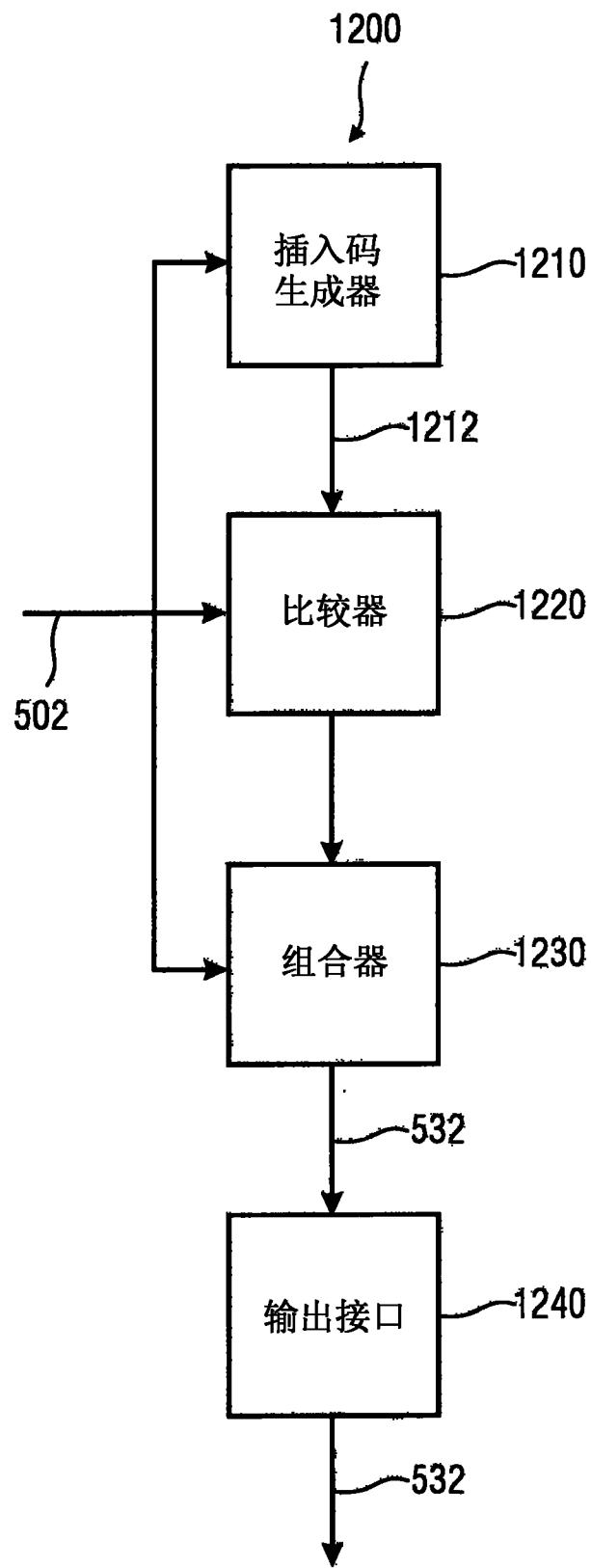


图 12

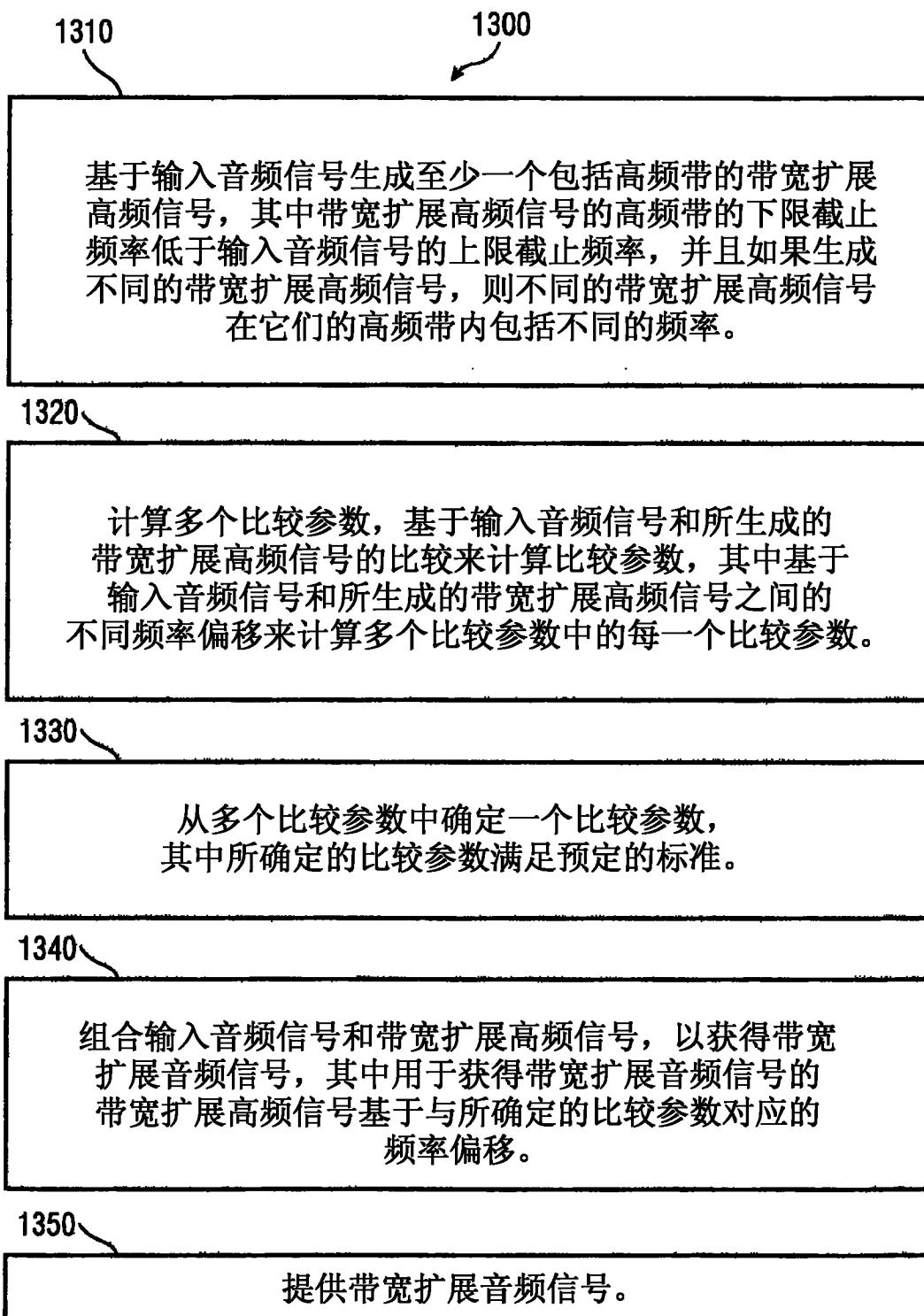


图 13

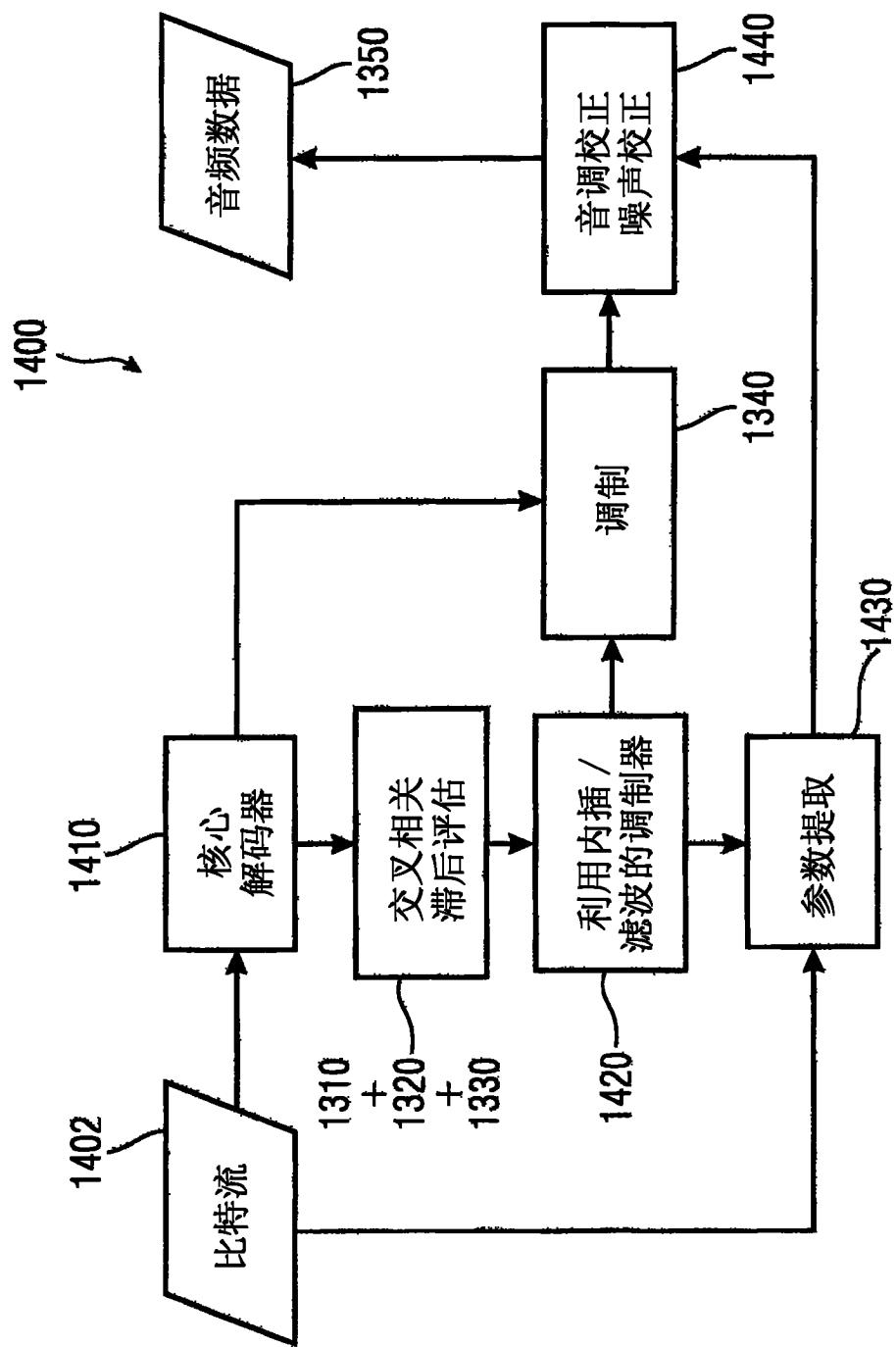


图 14

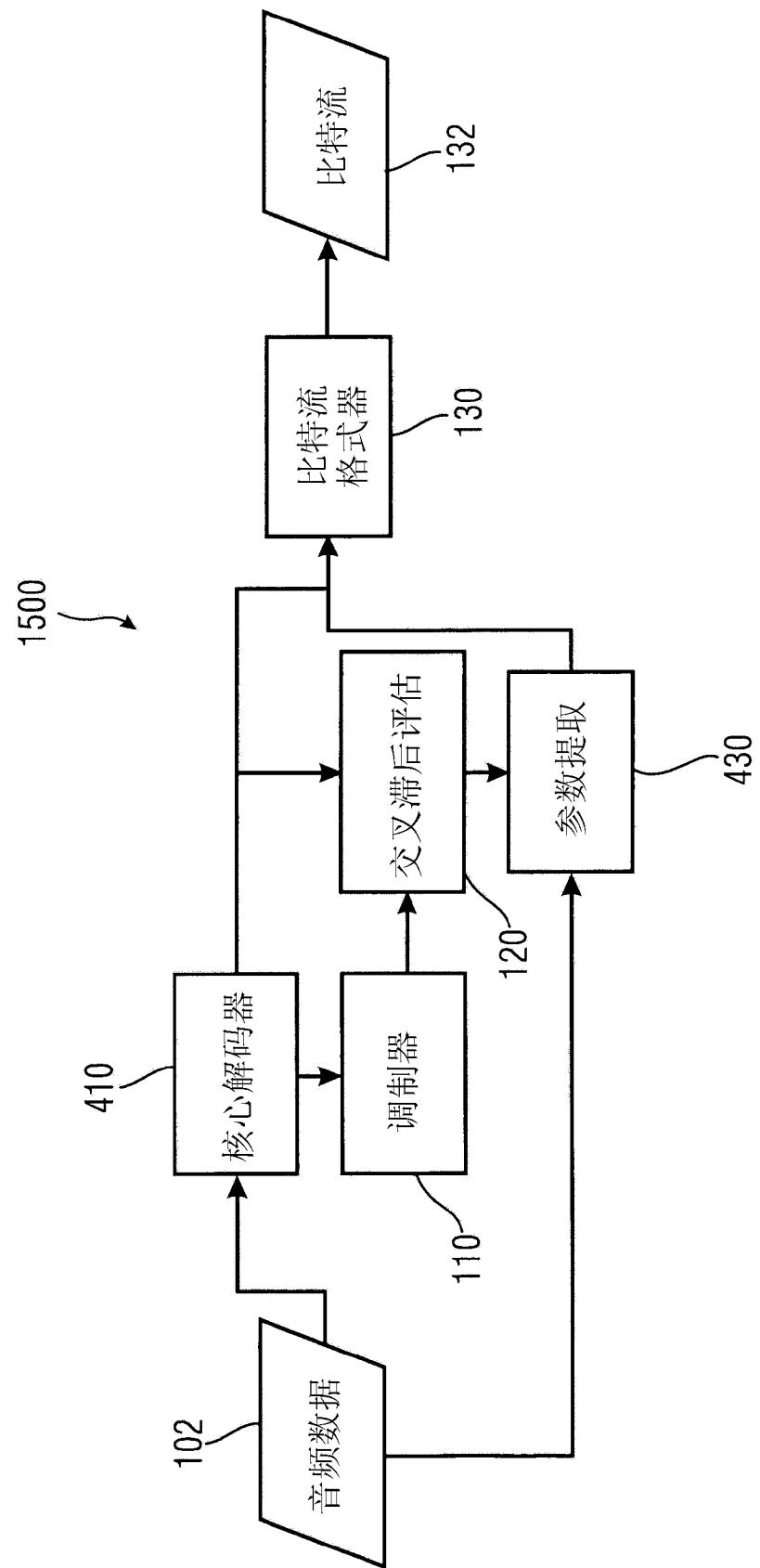


图 15

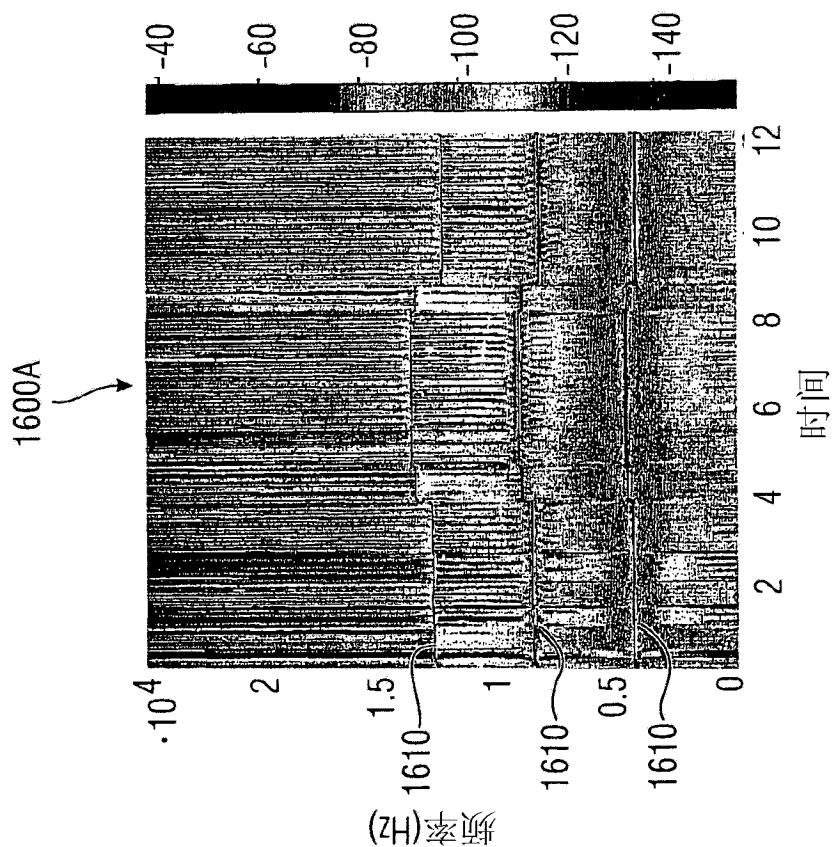


图 16A

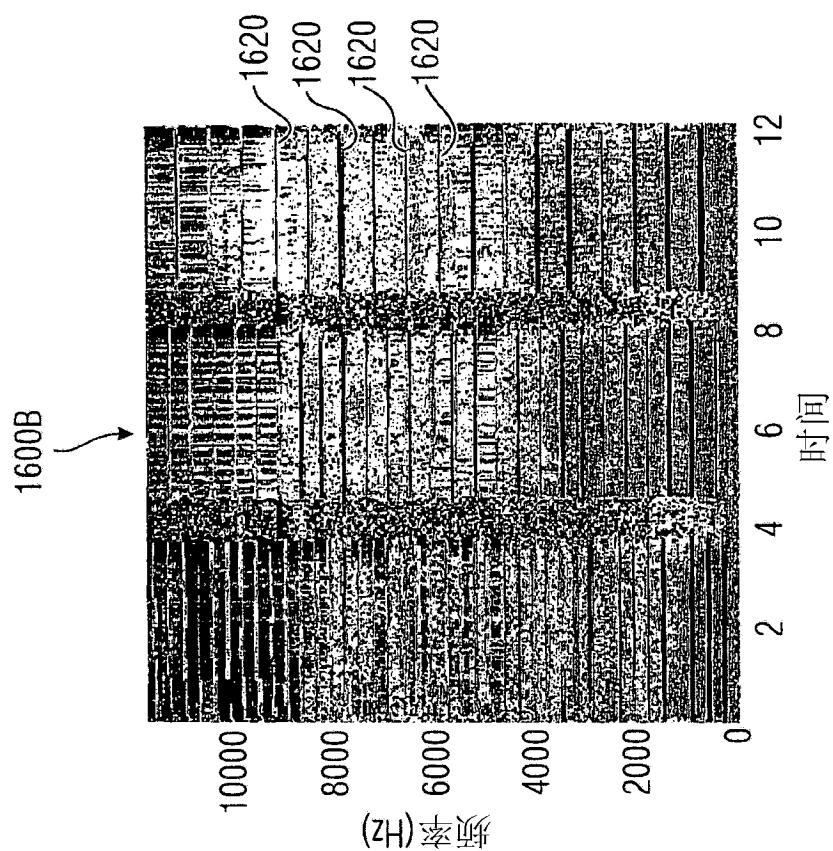


图 16B

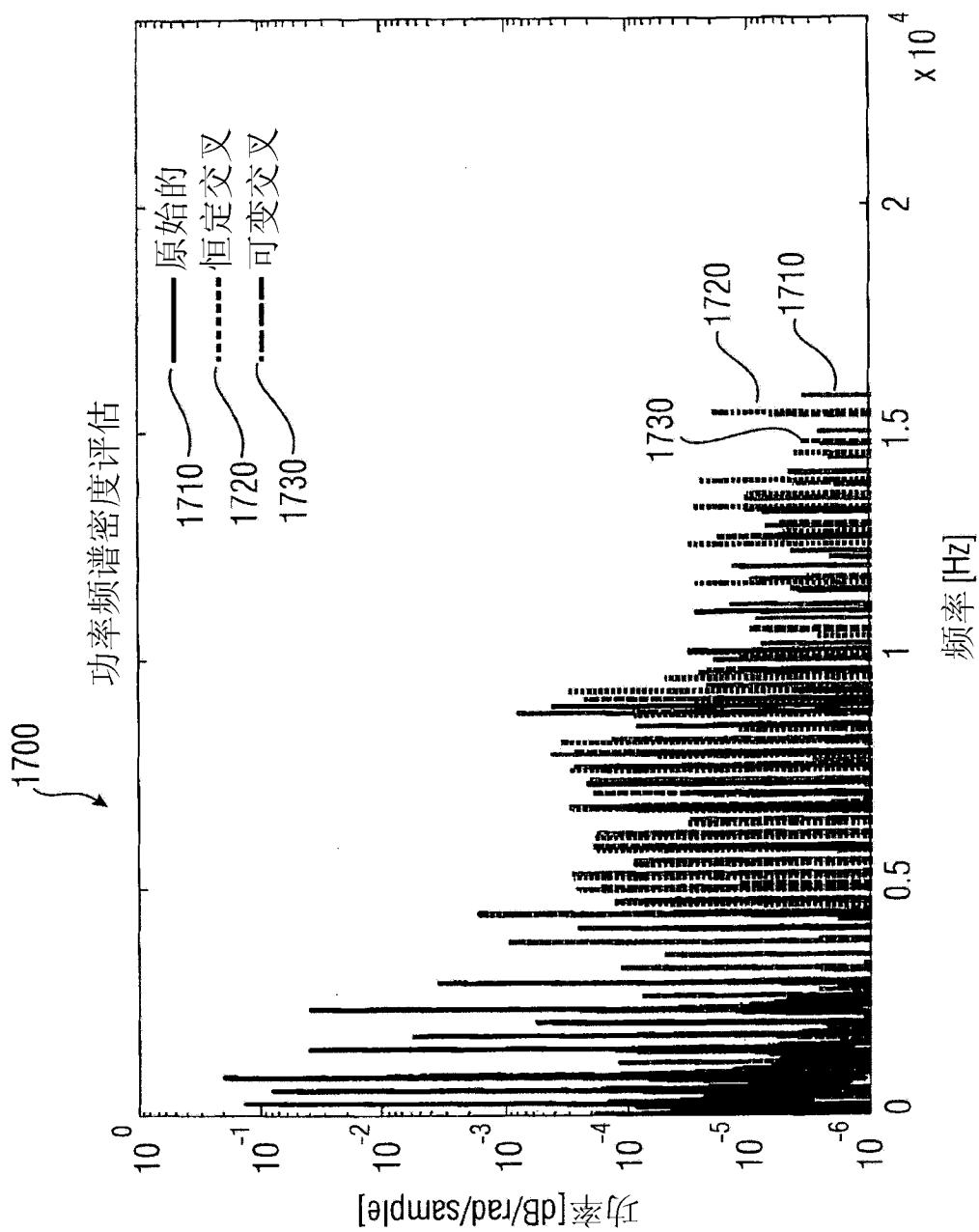


图 17

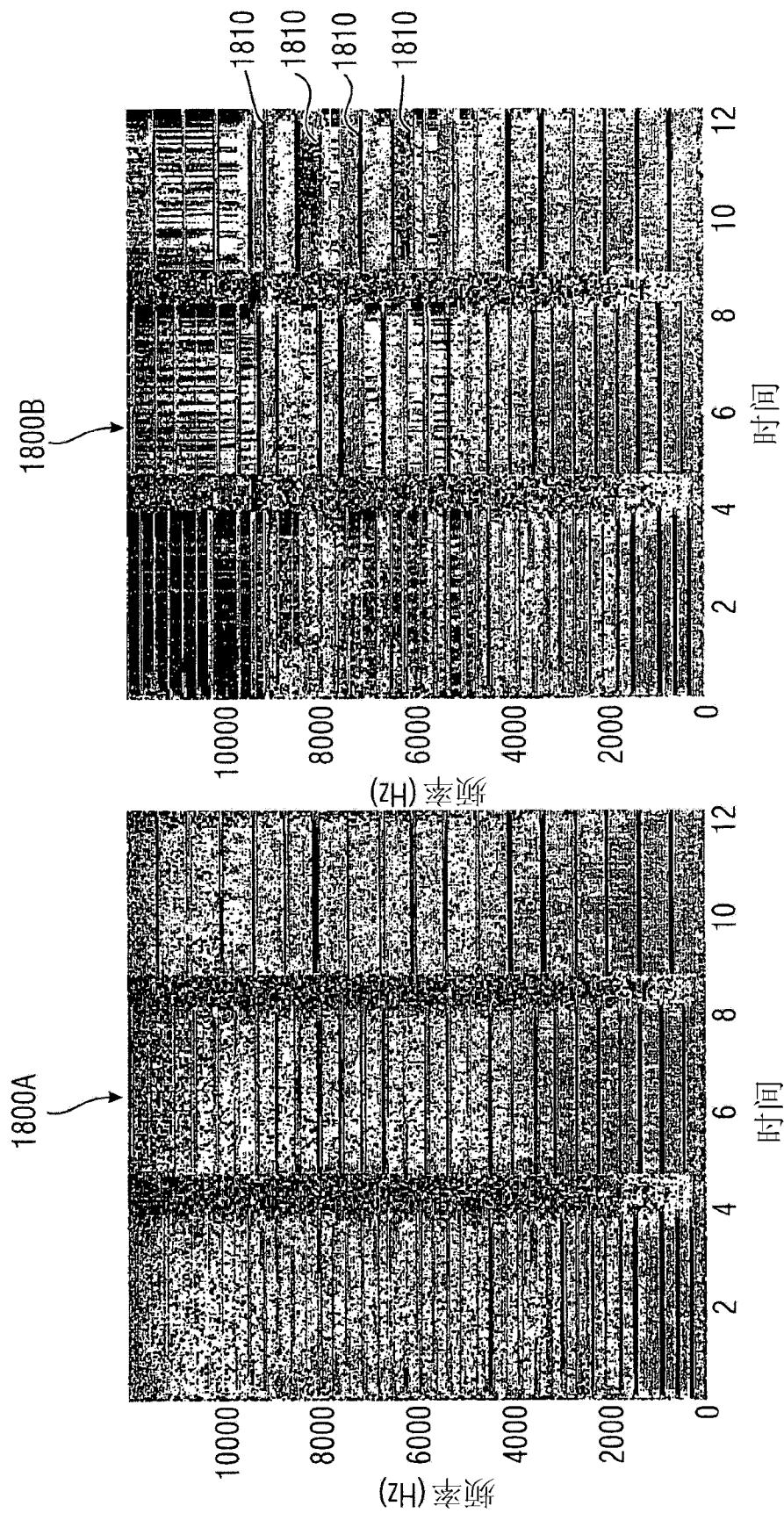


图 18A  
图 18B