



(12)发明专利

(10)授权公告号 CN 103971699 B

(45)授权公告日 2018.03.23

(21)申请号 201410188268.2

(22)申请日 2010.05.25

(65)同一申请的已公布的文献号
申请公布号 CN 103971699 A

(43)申请公布日 2014.08.06

(30)优先权数据
61/181,364 2009.05.27 US
61/312,107 2010.03.09 US

(62)分案原申请数据
201080023086.X 2010.05.25

(73)专利权人 杜比国际公司
地址 荷兰阿姆斯特丹

(72)发明人 佩尔·埃克斯特兰德
拉尔斯·维尔默斯 佩尔·赫德林

(74)专利代理机构 北京集佳知识产权代理有限公司 11227

代理人 康建峰 李春晖

(51)Int.Cl.
G10L 21/038(2013.01)

(56)对比文件
WO 98/57436 A2,1998.12.17,
审查员 刘涛

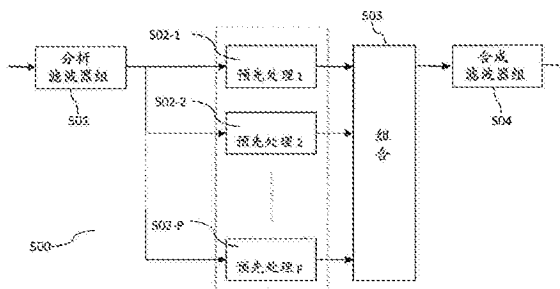
权利要求书2页 说明书24页 附图13页

(54)发明名称

高效组合谐波转置

(57)摘要

本公开涉及高效组合谐波转置。特别地,描述了被配置为根据信号的低频分量生成信号的高频分量的系统,该系统可以包括被配置为根据信号的低频分量提供分析子频带信号组的分析滤波器组(501);分析子频带信号组包括至少两个分析子频带信号;分析滤波器组(501)具有频率分辨率 Δf 。系统还包括被配置为使用转置阶P根据分析子频带信号组确定合成子频带信号组的非线性处理单元(502);合成子频带信号组包括分析子频带信号组中相移了根据转置阶P得出的量的部分;以及被配置为根据合成子频带信号组生成信号的高频分量的合成滤波器组(504);其中,合成滤波器组(504)具有频率分辨率 $F \Delta f$;F是分辨率因子, $F \geq 1$;其中,转置阶P与分辨率因子F不同。



1. 一种配置为根据音频信号的低频分量生成所述音频信号的高频分量的系统,所述系统包括:

—分析滤波器组(501),被配置为根据所述音频信号的所述低频分量提供分析子频带信号组;其中,所述分析子频带信号组包括至少两个分析子频带信号;

—第一非线性处理单元(502-1),被配置为使用第一转置阶 P_1 根据所述分析子频带信号组确定第一组合成子频带信号;其中,基于所述分析子频带信号组中相移了根据所述第一转置阶 P_1 得出的量的部分确定所述第一组合成子频带信号;

—第二非线性处理单元(502-2),被配置为使用第二转置阶 P_2 根据所述分析子频带信号组确定第二组合成子频带信号;其中,基于所述分析子频带信号组中相移了根据所述第二转置阶 P_2 得出的量的部分确定所述第二组合成子频带信号;其中,所述第一转置阶 P_1 和所述第二转置阶 P_2 不同;

—组合单元(503),被配置为将所述第一组合成子频带信号和所述第二组合成子频带信号组合,从而得到组合的合成子频带信号组;以及

—合成滤波器组(504),被配置为根据所述组合的合成子频带信号组生成所述音频信号的所述高频分量,

—其中,所述第一非线性处理单元(502-1)和/或所述第二非线性处理单元(502-2)被配置为根据所述分析子频带信号组的第 k 个分析子频带信号和第 $k+1$ 个分析子频带信号来确定所述第一组合成子频带信号的第 n 个合成子频带信号和/或所述第二组合成子频带信号的第 n 个合成子频带信号,其中 k 是分析子频带索引,且 n 是合成子频带索引。

2. 如权利要求1所述的系统,其中,

—分析滤波器组(501)具有数量 L_A 的分析子频带,其中 $L_A > 1, k = 0, \dots, L_A - 1$;以及

—合成滤波器组(504)具有数量 L_S 的合成子频带,其中 $L_S > 0, n = 0, \dots, L_S - 1$ 。

3. 如权利要求1或2所述的系统,其中,所述第一非线性处理单元(502-1)被配置为

—将第 n 个合成子频带信号的相位确定为第 k 个分析子频带信号的偏移相位和第 $k+1$ 个分析子频带信号的偏移相位的和;和/或

—将第 n 个合成子频带信号的幅度确定为第 k 个分析子频带信号的指数化幅度和第 $k+1$ 个分析子频带信号的指数化幅度的乘积。

4. 如权利要求3所述的系统,其中

对具有合成子频带索引 n 的所述合成子频带产生贡献的所述分析子频带信号的分析子频带索引 k 由通过将表达式 $\frac{F}{P_1} n$ 舍位获得的整数给出;其中,由 $\frac{F}{P_1} n - k$ 给出余数 r ,并且 F 是所述合成滤波器组(504)的频率分辨率和所述分析滤波器组(501)的频率分辨率的比。

5. 如权利要求4所述的系统,其中,所述第一非线性处理单元(502-1)被配置为

将第 n 个合成子频带信号的相位确定为乘以 $P_1(1-r)$ 的第 k 个分析子频带信号的相位和乘以 $P_1(r)$ 的第 $k+1$ 个分析子频带信号的相位的和;和/或

将第 n 个合成子频带信号的幅度确定为升高到幂 $(1-r)$ 的第 k 个分析子频带信号的幅度和升高到幂 r 的第 $k+1$ 个分析子频带信号的幅度的乘积。

6. 如权利要求1所述的系统,其中,所述第一非线性处理单元(502-1)被配置为

—确定具有频率分辨率 $P_1 \Delta f$ 的第一中间合成子频带信号组;以及

- 对一个或多个中间合成子频带信号进行插值, 以确定具有频率分辨率 $F \Delta f$ 的所述第一组合成子频带信号中的合成子频带信号, 其中 F 是分辨率因子, Δf 是所述分析滤波器组 (501) 的频率分辨率。

7. 如权利要求6所述的系统, 其中, 所述第二非线性处理单元 (502-2) 被配置为

- 确定具有频率分辨率 $P_2 \Delta f$ 的第二中间合成子频带信号组; 以及

- 对一个或多个中间合成子频带信号进行插值, 以确定具有频率分辨率 $F \Delta f$ 的所述第二组合成子频带信号中的合成子频带信号。

8. 如权利要求1所述的系统, 其中

- 组合单元 (503) 被配置为叠加与交叠频率范围相对应的所述第一组合成子频带信号中的合成子频带信号和所述第二组合成子频带信号中的合成子频带信号。

9. 一种根据音频信号的低频分量来生成所述音频信号的高频分量的方法, 所述方法包括:

- 根据所述音频信号的所述低频分量来提供分析子频带信号组; 其中, 所述分析子频带信号组包括至少两个分析子频带信号;

- 使用第一转置阶 P_1 根据所述分析子频带信号组来确定第一组合成子频带信号; 其中, 基于所述分析子频带信号组中相移了根据所述第一转置阶 P_1 得出的量的部分确定所述第一组合成子频带信号;

- 使用第二转置阶 P_2 根据所述分析子频带信号组来确定第二组合成子频带信号; 其中, 基于所述分析子频带信号组中相移了根据所述第二转置阶 P_2 得出的量的部分确定所述第二组合成子频带信号; 其中, 所述第一转置阶 P_1 和所述第二转置阶 P_2 不同;

- 将所述第一组合成子频带信号和所述第二组合成子频带信号组合, 以生成组合的合成子频带信号组; 以及

- 根据所述组合的合成子频带信号组来生成所述音频信号的所述高频分量,

- 其中, 确定所述第一组合成子频带信号和/或所述第二组合成子频带信号包括: 根据所述分析子频带信号组的第 k 个分析子频带信号和第 $k+1$ 个分析子频带信号来确定所述第一组合成子频带信号的第 n 个合成子频带信号和/或所述第二组合成子频带信号的第 n 个合成子频带信号, 其中 k 是分析子频带索引, 且 n 是合成子频带索引。

高效组合谐波转置

[0001] 本专利申请是2010年5月25日提交的PCT专利申请号为PCT/EP/2010/057176、国家申请号为201080023086.X、发明名称为“高效组合谐波转置”的专利申请的分案申请,其全部内容通过引用合并于本申请中。

技术领域

[0002] 本公开涉及利用用于高频重建(HFR)的谐波转置方法的音频编码系统,并且涉及谐波失真的生成向处理信号添加亮度的数字效果处理器,例如,所谓的激励器。特别地,本文件涉及用于实施高频重建的低复杂度方法。

背景技术

[0003] 在专利文件W098/57436中作为用以根据音频信号的较低频带重新创建高频带的方法建立了转置的概念。可以通过在音频编码中使用此概念获得比特率的可观节省。在基于HFR的音频编码系统中,向核心波形编码器呈现也称作信号低频分量的低带宽信号,并且在解码器侧使用描述高频分量目标频谱形状的很低比特率的额外边信息和信号转置重新生成也称作信号高频分量的较高频率。对于核心编码信号(即,低频带信号或低频分量)的带宽窄的低比特率,重新创建具有在感知上合意的特性的高频带信号(即,高频分量)变得越来越重要。专利文件W098/57436中定义的谐波转置在交叉频率低的状况中(即,在具有低频带信号的低上频率的状况中)对于复杂音乐素材表现良好。谐波转置的原理是将频率为 ω 的正弦曲线映射到频率为 $T\omega$ 的正弦曲线,其中, $T>1$ 是定义转置的阶次(即,转置阶)的整数。相比于此,基于单边带调制(SSB)的HFR将频率为 ω 的正弦曲线映射到频率为 $\omega + \Delta\omega$ 的正弦曲线,其中, $\Delta\omega$ 是固定频移。在给定带宽低的核心信号(即,上频率低的低频带信号)的情况下,SSB转置通常将会造成不协调的响声产物,这会因此相比于谐波转置而言不利。

[0004] 为了达到改进的音频质量并为了合成高频带信号的所需带宽,谐波HFR方法通常采用若干阶次的转置。为了实施不同转置阶的多个转置,现有技术解决方案在分析阶段或合成阶段中或者在这两个阶段中需要多个滤波器组。通常,每个不同转置阶需要不同滤波器组。此外,在核心波形编码器在较之最终输出信号的采样率而言的较低采样率工作的状况中,通常存在用以将核心信号转换到输出信号采样率的额外需求,通常通过添加再一滤波器组实现该核心信号的上采样。总而言之,计算复杂性随着不同转置阶的数量增加而显著增加。

发明内容

[0005] 本发明通过使得若干谐波转置器、或者一个或若干谐波转置器和上采样器能够共享分析和合成滤波器组对提供用于减小谐波HFR方法复杂性的方法。提出的频域转置可以包括非线性修改子频带信号从分析滤波器组向合成滤波器组的选定子频带中的映射。对于频带信号的非线性运算可以包括乘法相位修改。此外,本发明提供HFR系统的各种低复杂性

设计。

[0006] 根据一个方面,描述了被配置为根据信号的低频分量生成信号的高频分量的系统。该系统可以包括被配置为根据信号的低频分量提供分析子频带信号组的分析滤波器组;其中,该分析子频带信号组通常包括至少两个分析子频带信号。分析滤波器组可以具有频率分辨率 Δf 以及分析子频带的数量 L_A , $L_A > 1$, 其中, k 是分析子频带索引, $k = 0, \dots, L_A - 1$ 。特别地,分析滤波器组可以被配置为提供包括幅度样本和相位样本的一组复杂有价值分析子频带信号。

[0007] 系统可以进一步包括被配置为使用转置阶 P 根据分析子频带信号组确定合成子频带信号组的非线性处理单元;其中,合成子频带信号组通常包括分析子频带信号组中相移了根据转置阶 P 得出的量的部分。换言之,可以基于分析子频带信号组中相移了根据转置阶 P 得出的量的部分确定合成子频带信号组。可以通过将分析子频带信号的相位样本乘以根据转置因子 P 得出的量实现分析子频带信号的相移。这样,合成子频带信号组可以对应于分析子频带信号组中的部分或子集,其中,子频带样本的相位已被乘以根据转置阶得出的量。特别地,从转置阶得出的量可以是转置阶的分数。

[0008] 系统可以包括被配置为根据合成子频带信号组生成信号的高频分量的合成滤波器组。合成滤波器组可以具有频率分辨率 $F \Delta f$; F 是分辨率因子,例如,整数, $F \geq 1$; 以及合成子频带的数量可以为 L_S , $L_S > 0$, 其中, n 是合成子频带索引, $n = 0, \dots, L_S - 1$ 。转置阶 P 可以与分辨率因子 F 不同。分析滤波器组可以采用分析时间步长 Δt_A , 合成滤波器组可以采用合成时间步长 Δt_S ; 分析时间步长 Δt_A 和合成时间步长 Δt_S 可以相等。

[0009] 非线性处理单元可以被配置为基于分析子频带信号组中相移了转置阶 P 的分析子频带信号;或者基于来自分析子频带信号组的一对分析子频带信号确定合成子频带信号组的合成子频带信号,其中,子频带信号对的第一组成部分被相移了因子 P' , 该对的第二组成部分相移了因子 P'' , $P' + P'' = P$ 。可以对合成和分析子频带信号的样本执行以上操作。换言之,可以基于分析子频带信号的相移了转置阶 P 的样本;或者基于来自相应对分析子频带信号的一对样本确定合成子频带信号的样本,其中,样本对的第一样本相移了因子 P' , 且第二样本相移了因子 P'' 。

[0010] 非线性处理单元可以被配置为根据这组分析子频带信号的第 k 个分析子频带信号和相邻第 $k+1$ 个分析子频带信号的组合确定合成子频带信号组的第 n 个合成子频带信号。特别地,非线性处理单元可以被配置为作为第 k 个分析子频带信号的偏移相位和相邻第 $k+1$ 个分析子频带信号的偏移相位的和确定第 n 个合成子频带信号的相位。可替代地或另外,非线性处理单元可以被配置为将第 n 个合成子频带信号的幅度确定为第 k 个分析子频带信号的指数化幅度和相邻第 $k+1$ 个分析子频带信号的指数化幅度的乘积。

[0011] 对具有合成子频带索引 n 的合成子频带产生贡献的分析子频带信号的分析子频带索引 k 可以由通过将表达式 $\frac{F}{P}n$ 舍位获得的整数给出。可以通过 $\frac{F}{P}n - k$ 给出这种舍位运算的余数 r 。在这种情形中,非线性处理单元可以被配置为将第 n 个合成子频带信号的相位确定为偏移了 $P(1-r)$ 的第 k 个分析子频带信号的相位和偏移了 $P(r)$ 的邻近第 $k+1$ 个分析子频带信号的相位的和。特别地,非线性处理单元可以被配置为将第 n 个合成子频带信号的相位确定为乘以 $P(1-r)$ 的第 k 个分析子频带信号的相位和乘以 $P(r)$ 的邻近第 $k+1$ 个分析子频带

信号的相位的和。可替换地或另外,非线性处理单元可以被配置为将第 n 个合成子频带信号的幅度确定为升高到幂 $(1-r)$ 的第 k 个分析子频带信号的幅度和升高到幂 r 的附近第 $k+1$ 个分析子频带信号的幅度的乘积。

[0012] 在实施例中,可以偶数地堆叠分析滤波器组和合成滤波器组,使得由 $k\Delta f$ 给出分析子频带的中心频率并且由 $nF\Delta f$ 给出合成子频带的中心频率。在另一实施例中,可以奇数地堆叠分析滤波器组和合成滤波器组,使得由 $(k+\frac{1}{2})\Delta f$ 给出分析子频带的中心频率并且由 $(n+\frac{1}{2})F\Delta f$ 给出合成子频带的中心频率;转置阶 P 与分辨率因子 F 之间的差是偶数。

[0013] 根据另一方面,描述了被配置为根据信号的低频分量生成信号的高频分量的系统。该系统可以包括被配置为根据信号的低频分量提供分析子频带信号组的分析滤波器组;其中,分析子频带信号组包括至少两个分析子频带信号。

[0014] 系统还可以包括被配置为使用第一转置阶 P_1 根据分析子频带信号组确定第一组合成子频带信号的第一非线性处理单元;其中,基于分析子频带信号组中相移了根据第一转置阶 P_1 得出的量的部分确定第一组合成子频带信号。系统还可以包括被配置为使用第二转置阶 P_2 根据分析子频带信号组确定第二组合成子频带信号的第二非线性处理单元;其中,基于分析子频带信号组相移了根据第二转置阶 P_2 得出的量的部分确定第二组合成子频带信号;其中,第一转置阶 P_1 和第二转置阶 P_2 不同。可以根据本文件中叙述的特征和方面中的任何特征和方面配置第一和第二非线性处理单元。

[0015] 系统可以进一步包括被配置为将第一和第二组合成子频带信号组合的组合单元;从而得到组合的合成子频带信号组。可以通过将来自同样频率范围对应的第一和第二组的合成子频带信号组合(例如,相加和/或求平均)执行这种组合。换言之,组合单元可以被配置为叠加与交叠频率范围相对应的第一和第二组合成子频带信号的组合子频带信号。另外,系统可以包括被配置为根据组合的分析子频带信号组生成信号的高频分量的合成滤波器组。

[0016] 根据进一步的方面,描述了被配置为根据信号的低频分量生成信号的高频分量的系统。系统可以包括频率分辨率为 Δf 的分析滤波器组。分析滤波器组可以被配置为根据信号的低频分量提供分析子频带信号组。系统可以包括被配置为使用转置阶 P 根据分析子频带信号组确定频率分辨率为 $P\Delta f$ 的中间合成子频带信号组的非线性处理单元;其中,中间合成子频带信号组包括分析子频带信号组移相了转置阶 P 的部分。特别地,非线性处理单元可以将复杂分析子频带信号的相位乘以转置阶。应当注意:转置阶 P 可以是例如以上叙述的转置阶 P 或 P_1 或 P_2 。

[0017] 非线性处理单元可以被配置为对一个或更多中间合成子频带信号进行插值,以确定频率分辨率为 $F\Delta f$ 的合成子频带信号组的合成子频带信号; F 是分辨率因子, $F\geq 1$ 。在实施例中对两个或更多中间合成子频带信号进行插值。转置阶 P 可以与频率分辨率 F 不同。

[0018] 系统可以包括频率分辨率为 $F\Delta f$ 的合成滤波器组。合成滤波器组可以被配置为根据合成子频带信号组生成信号的高频分量。

[0019] 本文件中描述的系统还可以包括被配置为将编码比特流转换成信号的低频分量的核心解码器;其中,核心解码器可以基于是Dolby E、Dolby Digital、AAC、HE-AAC中一个的

编码方案。系统可以包括被配置为将高频分量和/或低频分量转换成多个QMF子频带信号的称作QMF组的多通道分析正交镜像滤波器组；和/或被配置为修改QMF子频带信号的高频重建处理模块；和/或被配置为根据修改的QMF子频带信号生成修改高频分量的多通道合成QMF组。系统还可以包括被配置为减小信号低频分量采样率的在分析滤波器组上游的下采样单元；从而以减小的采样率得到低频分量。

[0020] 根据另一方面，描述了被配置为根据信号的在第一采样频率的低频分量生成信号在第二采样频率的高频分量的系统。特别地，包括低和低频分量的信号可以在第二采样频率。第二采样频率可以是第一采样频率的R倍，其中， $R \geq 1$ 。系统可以包括被配置为根据低频分量生成调制高频分量的T阶谐波转置器；其中，调制的高频分量可以包括或者可以基于低频分量的转置到T倍更高频率范围的频谱部分确定。调制高频分量可以在乘以因子S的第一采样频率；其中， $T > 1$ ， $S \leq R$ 。换言之，调制高频分量可以在低于第二采样频率的采样频率。特别地，可以对调制高频分量临界(或接近临界)采样。

[0021] 系统可以包括被配置为将调制高频分量映射到X个QMF子频带中至少一个QMF子频带中的称作QMF组的分析正交镜像滤波器组；其中，X是S的倍数；从而得到至少一个QMF子频带信号；和/或被配置为修改至少一个QMF子频带信号(例如，调节一个或更多个QMF子频带信号)的高频重建模块；和/或被配置为根据至少一个修改QMF子频带信号生成高频分量的合成QMF组。

[0022] 谐波转置器可以包括特征中的任何特征以及可以被配置为执行本文件中叙述的方法步骤中的任何方法步骤。特别地，谐波转置器可以包括被配置为根据信号的低频分量提供分析子频带信号组的分析滤波器组。谐波转置器可以包括与转置阶T相关联，并且被配置为通过改变该分析子频带信号组的相位根据分析子频带信号组确定合成子频带信号组的非线性处理单元。如以上所叙述的，相位的改变可以包括将分析子频带信号复杂样本的相位相乘。谐波转置器可以包括被配置为根据合成子频带信号组生成信号的调制高频分量的合成滤波器组。

[0023] 低频分量的带宽可以为B。谐波转置器可以被配置为生成包含频率范围 $(T-1)*B$ 至 $T*B$ 的合成子频带信号组。在这种情形中，谐波转置器可以被配置为将合成子频带信号组调制到围绕零频率为中心的基带中，从而得到调制高频分量。可以通过对根据包括合成子频带信号组的子频带信号组生成的时域信号进行高通滤波，并且通过滤波时域信号的后续调制和/或下采样执行这种调制。可替代地或另外，可以通过根据合成子频带信号组直接生成调制时域信号执行这种调制。这可以通过使用小于标称大小的合成滤波器组实现。例如，如果合成滤波器组的标称大小为L以及从 $(T-1)*B$ 直至 $T*B$ 的频率范围对应于从 k_0 至 k_1 的合成子频带索引，则可以在 $k_1 - k_0 (< L)$ 大小的合成滤波器组(即，大小 $k_1 - k_0$ 小于L的合成滤波器组)中将合成子频带信号映射到从0至 $k_1 - k_0$ 的子频带索引。

[0024] 系统可以包括被配置为根据信号的低频分量在除以下采样因子Q的第一采样频率提供临界(或接近临界)下采样低频分量的在谐波转置器上游的下采样装置。在这种情形中，可以将系统中的不同采样频率除以下采样因子Q。特别地，调制高频分量可以在乘以因子S和除以下采样因子Q的第一采样频率。分析QMF组的大小X可以是S/Q的倍数。

[0025] 根据进一步的方面，描述了用于根据信号的低频分量生成该信号的高频分量的方法。方法可以包括步骤：使用频率分辨率为 Δf 的分析滤波器组根据信号的低频分量提供分

析子频带信号组;其中,分析子频带信号组包括至少两个分析子频带信号。方法可以进一步包括步骤:使用转置阶P根据分析子频带信号组确定合成子频带信号组;其中,基于分析子频带信号组中相移了根据转置阶P得出的量的部分确定合成子频带信号组。此外,方法可以包括步骤:使用频率分辨率为 $F \Delta f$ 的合成滤波器组(504)根据合成子频带信号组生成信号的高频分量;F是分辨率因子, $F \geq 1$;其中,转置阶P与分辨率因子F不同。

[0026] 根据另一方面,描述了用于根据信号的低频分量生成该信号的高频分量的方法。方法可以包括步骤:根据信号的低频分量提供分析子频带信号组;其中,分析子频带信号组包括至少两个分析子频带信号。方法可以包括步骤:使用第一转置阶P1根据分析子频带信号组确定第一组合成子频带信号;其中,第一组合成子频带信号包括分析子频带信号组中相移了根据第一转置阶P1得出的量的部分。此外,方法可以包括步骤:使用第二转置阶P2根据分析子频带信号组确定第二组合成子频带信号;其中,第二组合成子频带信号包括分析子频带信号组中相移了根据第二转置阶P2得出的量的部分。第一转置阶P1和第二转置阶P2可以不同。可以将第一和第二组合成子频带信号组合以得到组合的合成子频带信号组,可以根据组合的合成子频带信号组生成信号的高频分量。

[0027] 根据另一方面描述了用于根据信号的低频分量生成信号的高频分量的方法。方法可以包括步骤:根据信号的低频分量提供频率分辨率为 Δf 的分析子频带信号组。该方法还可以包括步骤:使用转置阶P根据分析子频带信号组确定频率分辨率为 $P \Delta f$ 的中间合成子频带信号组;其中,中间合成子频带信号组包括分析子频带信号组中相移了转置阶P的部分。可以对一个或更多中间合成子频带信号进行插值以确定频率分辨率为 $F \Delta f$ 的合成子频带信号组的合成子频带信号;F是分辨率因子, $F \geq 1$;其中,转置阶P2可以与频率分辨率F不同。可以根据合成子频带信号组生成信号的高频分量。

[0028] 根据进一步的方面,描述了用于根据信号的在第一采样频率的低频分量生成该信号的在第二采样频率的高频分量的方法。第二采样频率可以是第一采样频率的R倍, $R \geq 1$ 。方法可以包括步骤:通过应用T阶谐波转置根据低频分量生成调制高频分量;其中,调制高频分量包括低频分量的转置到T倍更高频率范围的频谱部分;其中,调制高频分量在乘以因子S的第一采样频率;其中, $T > 1$, $S \leq R$ 。在实施例中, $S < R$ 。

[0029] 根据另一方面,描述了用于对至少包括音频信号的接收信号解码的机顶盒。机顶盒可以包括用于根据音频信号的低频分量生成音频信号的高频分量的系统。系统可以包括本文件中叙述的方面和特征中的任何方面和特征。

[0030] 根据另一方面,描述了软件程序。软件程序在计算设备上执行时可以用于在处理器上执行以及用于执行本文件中叙述的各方面和方法步骤中的任何方面和方法步骤。

[0031] 根据进一步的方面,描述了存储介质。存储介质可以包括在计算设备上执行时用于在处理器上执行以及用于执行本文件中叙述的各方面和方法步骤中任何方面和方法步骤的软件程序。

[0032] 根据另一方面,描述了计算机程序产品。计算机程序产品可以包括在计算机上执行时用于执行本文件中叙述的各方面和方法步骤中任何方面和方法步骤的可执行指令。

[0033] 应当注意:可以将本文件中描述实施例和各方面任意组合。特别地,应当注意:系统的上下文中叙述的方面和特征也可应用于相应方法的上下文中,反之亦然。此外,应当注意:本文件的公开内容也覆盖除了从属权利要求中的引用明确给出的权利要求组合以外的

权利要求组合,即,可以按任何次序和任何形式将权利要求和它们的技术特征组合。

附图说明

[0034] 现在将参照附图,通过不限制本发明范围或精神的示例性实例描述本发明,其中:

[0035] 图1例示实例单阶次频域(FD)谐波转置器的操作;

[0036] 图2例示使用若干阶次的实例谐波转置器的操作;

[0037] 图3例示在使用共同分析滤波器组的情况下,使用若干阶次转置的实例谐波转置器的现有技术操作;

[0038] 图4例示在使用共同合成滤波器组的情况下,使用若干阶次转置的实例谐波转置器的现有技术操作;

[0039] 图5例示在使用共同合成滤波器组和共同合成滤波器组的情况下,使用若干阶次转置的实例谐波转置器的操作;

[0040] 图5b和图5c例示根据图5的多个转置器方案的子频带信号映射的实例;

[0041] 图6例示HFR增强音频编解码器中使用若干阶次转置的谐波转置应用的第一实例场景;

[0042] 图7例示涉及子采样的图6场景的实例实施;

[0043] 图8例示HFR增强音频编解码器中使用若干阶次转置的谐波转置应用的第二示范性场景;

[0044] 图9例示涉及子采样的图8场景的示范性实施;

[0045] 图10例示HFR增强音频编解码器中使用若干阶次转置的谐波转置应用的第三示范性场景;

[0046] 图11例示涉及子采样的图10场景的示范性实施;

[0047] 图12a例示频域中对信号谐波转置的实例效果;

[0048] 图12b和12c例示用于将交叠和不交叠转置信号组合的实例方法;

[0049] 图13例示频域中结合对信号子采样的 $T=2$ 阶谐波转置的实例效果;

[0050] 图14例示频域中结合对信号子采样的 $T=3$ 阶谐波转置的实例效果;

[0051] 图15例示频域(不交叠情形)中结合对信号子采样的 $T=P$ 阶谐波转置的实例效果;

[0052] 图16例示频域(交叠情形)中结合对信号子采样的 $T=P$ 阶谐波转置的实例效果;以及

[0053] 图17例示最大抽取的(即,临界采样的)转置器构建块的实例布局。

具体实施方式

[0054] 下述实施例对于高效组合谐波转置的本发明原理仅是示例性的。可以理解:本文中描述的细节和布置的变化和修改对本领域技术人员而言是明显的。因此意图只通过待授权专利权利要求的范围而并非通过以本文中实施例的解释和描述的方式呈现的具体细节进行限制。

[0055] 图1例示频域(FD)谐波转置器100的操作。以基本形式,第 T 阶谐波转置器理论上是将输入信号的所有信号分量移动到 T 倍更高频率的单元。为了在频域中实施这种转置,分析滤波器组(或转变)101将输入信号从时域转变到频域,并输出也称作分析子频带或分析子

频带信号的复杂子频带或子频带信号。将分析子频带信号提交给根据选取的转置阶 T 修改相位和/或振幅的非线性处理102。通常,非线性处理输出与输入子频带信号的数量相等(即,与分析子频带信号的数量相等)的若干子频带信号。然而,在预先非线性处理的环境中提出了输出与输入子频带信号的数量不同的若干子频带信号。特别地,可以以非线性方式处理两个输入子频带信号,以生成一个输出子频带信号。将在下面进一步详细叙述这一点。将也称作合成子频带或合成子频带信号的修改子频带或子频带信号馈送给将子频带信号从频域转变成时域并输出转置的时域信号的合成滤波器组(或转变)103。

[0056] 通常,每个滤波器组具有以赫兹测量的物理频率分辨率和以秒测量的时间步长参数。这两个参数(即,频率分辨率和时间步长)定义给出选择的采样率的滤波器组的离散时间参数。通过将分析和合成滤波器组的物理时间步长参数(即,以例如秒的时间单位测量的时间步长参数)选取为相同,可以获得采样率与输入信号相同的转置器100的输出信号。此外,通过略去非线性处理102可以实现输出输入信号的完美重建。这需要分析和合成滤波器组的仔细设计。另一方面,如果将输出采样率选取为与输入采样率不同,则可以获得采样率转换。该工作模式可能例如在应用期望输出带宽大于输入采样率一半的信号转置时(即,在期望输出带宽超过输入信号的奈奎斯特频率时)是必要的。

[0057] 图2例示包括不同阶次若干谐波转置器201-1、 \dots 、201-P的多转置器或多转置器系统200的工作。将要转置的输入信号传递给 P 个单独的转置器201-1、201-2、 \dots 、201-P的组。各个转置器201-1、201-2、 \dots 、201-P如图1的上下文中所述的执行输入信号的谐波转置。通常,各转置器201-1、201-2、 \dots 、201-P中的每个执行不同转置阶 T 的谐波转置。以实例的方式,转置器201-1可以执行 $T=1$ 阶的转置,转置器201-2可以执行 $T=2$ 阶的转置, \dots ,且转置器201-P可以执行 $T=P$ 阶的转置。可以在组合器202中将贡献(即,各个转置器201-1、201-2、 \dots 、201-P的输出信号)求和以得到组合转置器输出。

[0058] 应当注意:每个转置器201-1、201-2、 \dots 、201-P如图1中所描绘的需要分析和合成滤波器组。此外,各转置器201-1、201-2、 \dots 、201-P的通常实施通常将会将处理的输入信号的采样率改变不同量。以实例的方式,转置器201-P输出信号的采样率可以比到转置器201-P的输入信号的采样率高 P 倍。这可以是由于转置器201-P内使用的带宽扩展因子 P ,即,由于子频带通道比分析滤波器组多 P 倍的合成滤波器组的使用。通过这样做将采样率和奈奎斯特频率增加因子 P 。结果,会需要对各时间域信号重新采样以允许组合器202中不同输出信号的组合。可以对到每个各转置器201-1、201-2、 \dots 、201-P的输出信号或输入信号执行时间域信号的重新采样。

[0059] 图3例示执行若干阶次的转置和使用共同分析滤波器组301的多谐波转置器或多转置器系统300的示例性结构。多转置器300设计的起点可以是设计图2的各转置器201-1、201-2、 \dots 、201-P,使得所有转置器201-1、201-2、 \dots 、201-P的分析滤波器组(图1中的附图标记101)相同,并且可以用单个分析滤波器组301替代。结果,将时间域输入信号转变成单组频域子频带信号,即,单组分析子频带信号。将这些子频带信号提交给用于不同阶次转置的不同非线性处理单元302-1、302-2、 \dots 、302-P。如以上在图1的上下文中所叙述的,非线性处理包括子频带信号的相位和/或振幅的修改,且该修改对于不同阶次的转置不同。随后,需要将不同修改的子频带信号或子频带提交给与不同非线性处理302-1、302-2、 \dots 、302-P相对应的不同合成滤波器组303-1、303-2、 \dots 、303-P。结果,获得在组合器304中求和以得到组

合转置器输出的P个不同转置的时域输出信号。

[0060] 应当注意:如果与不同转置阶相对应的合成滤波器组303-1、303-2、…、303-P例如通过使用不同程度的带宽扩展以不同采样率工作,则需要在组合器304中对不同合成滤波器组303-1、303-2、…、303-P的时域输出信号求和以前,对它们进行不同地重新采样,以将P个输出信号对齐到相同的时间网格。

[0061] 图4例示在使用共同合成滤波器组404的同时,使用若干阶次转置的多谐波转置器系统400的实例结构。这种多转置器400的设计的起点可以是图2的各转置器201-1、201-2、…、201-P的设计,使得所有转置器的合成滤波器组相同,并且可以用单个合成滤波器组404替代。应当注意:以与图3中示出的状况中相似的方式,非线性处理402-1、402-2、…、402-P对于每个转置阶不同。此外,分析滤波器组401-1、401-2、…、401-P对于不同转置阶不同。这样,一组P分析滤波器组401-1、401-2、…、401-P确定P组分析子频带信号。将这P组分析子频带信号提交给相应非线性处理单元402-1、402-2、…、402-P以得到P组修改子频带信号。可以在组合器403中在频域中将这P组子频带信号组合以得到组合的一组子频带信号,作为到单个合成滤波器组404的输入。组合器403中的该信号组合可以包括不同处理子频带信号向不同子频带范围中的馈送和/或子频带信号的贡献向交叠子频带范围的迭加。换言之,已通过不同转置阶处理的不同分析子频带信号可以覆盖交叠频率范围。在这种情形中,组合器403可以将迭加贡献组合,例如,相加和/或求平均。从共同合成滤波器组404获得多转置器400的时域输出信号。以如以上所叙述的类似方式,如果分析滤波器组401-1、401-2、…、401-P以不同采样率工作,则需要对向不同分析滤波器组401-1、401-2、…、401-P输入的时域信号重新采样,以将不同非线性处理单元402-1、402-2、…、402-P的输出信号对齐到相同时间网格。

[0062] 图5例示使用若干阶次的转置以及包括单个共同分析滤波器组501和单个共同合成滤波器组504的多谐波转置器系统500的工作。在此情形中,可以将图2的各转置器201-1、201-2、…、201-P设计成用以使得所有P个谐波转置器的分析滤波器组和合成滤波器组均相同。如果符合不同P个谐波转置器的相同分析和合成滤波器组的条件,则可以用单个分析滤波器组501和单个合成滤波器组504替代相同滤波器组。预先非线性处理单元502-1、502-2、…、502-P输出在组合器503中组合以得到到合成滤波器组504的各个子频带的组合输入的不同贡献。与图4中描绘的多谐波转置器400相似,组合器503中的信号组合可以包括非线性处理单元502-1、502-2、…、502-P的不同处理输出向不同子频带范围中的馈送、以及多个贡献输出到交叠子频带范围的迭加。

[0063] 如以上已经表明的,非线性处理102通常在输出处提供与输入处若干子频带相对应的若干子频带。非线性处理102通常根据基础转置阶T修改子频带或子频带信号的相位和/或振幅。以实例的方式将输入处的子频带转换为具有T倍更高频率的输出处的子频带,

即,可以将到非线性处理102的输入处的子频带(即,分析子频带 $[(k - \frac{1}{2})\Delta f, (k + \frac{1}{2})\Delta f]$) 转

置到非线性处理102的输出处的子频带(即,合成子频带 $[(k - \frac{1}{2})T\Delta f, (k + \frac{1}{2})T\Delta f]$), 其中,k

是子频带索引号, Δf 是否分析滤波器组的频率分辨率。为了允许共同分析滤波器组501和共同合成滤波器组504的使用,预先处理单元502-1、502-2、…、502-P中的一个或多个可

以被配置为提供与输入子频带的数量不同的若干输出子频带。在实施例中,到预先处理单元502-1、502-2、...、502-P中输入子频带的数量可以是输出子频带数量的大约F/T倍,其中,T是预先处理单元的转置阶,F是下面介绍的滤波器组分辨率因数。

[0064] 以下,将叙述非线性处理单元502-1、502-2、...、502-P中预先非线性处理的原理。为此,假定

[0065] ●分析滤波器组和合成滤波器组共享相同的物理时间步长参数 Δt 。

[0066] ●分析滤波器组具有物理频率分辨率 Δf 。

[0067] ●合成滤波器组具有物理频率分辨率 $F \Delta f$,其中,分辨率因子 $F \geq 1$ 是整数。

[0068] 此外,假定偶数地堆叠滤波器组,即,索引为零的子频带以围绕零频率为中心,使得通过 $k \Delta f$ 给出分析滤波器组中心频率,其中,分析子频带索引 $k=0,1,\dots,L_A-1$ 和 L_A 是分析滤波器组的子频带的数量。通过 $nF \Delta f$ 给出合成滤波器组中心频率,其中,合成子频带索引 $n=0,1,\dots,L_S-1$ 和 L_S 是合成滤波器组的子频带的数量。

[0069] 当如图1中所示执行整数阶次 $T \geq 1$ 的传统转置时,将分辨率因子 F 选择为 $F=T$,将非线性处理的分析子频带 k 映射到具有相同索引 $n=k$ 的合成子频带中。非线性处理102通常包括将子频带或子频带信号的相位乘以因子 T 。即,对于滤波器组子频带的每个样本,可以写出

$$[0070] \quad \theta_s(k) = T\theta_A(k) \quad (1)$$

[0071] 其中, $\theta_A(k)$ 是分析子频带 k 样本的相位, $\theta_s(k)$ 是合成子频带 k 样本的相位。子频带样本的幅度或振幅可以保持未修改或者可以增加或减少恒定增益因子。由于 T 是整数的事实,等式(1)的运算独立于相位角度的定义。

[0072] 如果将分辨率因子 F 选择为等于转置阶 T ,即, $F=T$,则合成滤波器组的频率分辨率(即, $F \Delta f$)取决于转置阶 T 。结果,需要在分析或者合成阶段使用不同转置阶 T 的不同滤波器组。这是由于转置阶 T 定义物理频率分辨率的商(即,分析滤波器组的频率分辨率 Δf 和合成滤波器组的频率分辨率 $F \Delta f$ 的商)的事实。

[0073] 为了使得能够对于多个不同转置阶 T 使用共同分析滤波器组501和共同合成滤波器组504,提出了将合成滤波器组504的频率分辨率设置为 $F \Delta f$,即,提出了使得合成滤波器组504的频率分辨率独立于转置阶 T 。然后,出现如何在分辨率因子 F (即,分析和合成滤波器组物理频率分辨率的商 F)并非必定服从关系 $F=T$ 时实施 T 阶转置的问题。

[0074] 如以上所述,谐波转置的原理是:根据在 T 倍更低中心频率(即,在中心频率 $nF \Delta f/T$)的分析子频带确定到具有中心频率 $nF \Delta f$ 的合成滤波器组子频带 n 的输入。通过分析子频带索引 k 将分析子频带的中心频率识别为 $k \Delta f$ 。可以使分析子频带索引的中心频率的这两个表达式(即, $nF \Delta f/T$ 和 $k \Delta f$)相等。将索引 n 是整数值考虑在内,表达式 $\frac{nF}{T}$ 是可以表示成整数分析子频带索引 k 和余数 $r \in \{0,1/T,2/T,\dots,(T-1)/T\}$ 的和的有理数,使得

$$[0075] \quad \frac{nF}{T} = k + r \quad (2)$$

[0076] 这样,可以规定使用 T 阶转置从由等式(2)给出索引的分析子频带 k 得出到合成子频带索引为 n 的合成子频带的输入。鉴于 $\frac{nF}{T}$ 是有理数的事实,余数 r 可以不等于0,且值 $k+r$

可以大于分析子频带索引 k 和小于分析子频带索引 $k+1$ 。结果,应当使用 T 阶转置从分析子频带索引为 k 和 $k+1$ 的分析子频带得出到合成子频带索引为 n 的合成子频带的输入,其中,通过等式(2)给出 k 。

[0077] 作为上面分析的成果,非线性处理单元502-1、502-2、 \dots 、502- P 中执行的预先非线性处理通常可以包括步骤:考虑索引为 k 和 $k+1$ 的两个附近分析子频带以提供合成子频带 n 的输出。对于转置阶 T ,可以因此通过线性插值规则定义由非线性处理单元502-1、502-2、 \dots 、502- P 执行的相位修改

$$[0078] \quad \theta_s(n) = T(1-r)\theta_A(k) + Tr\theta_A(k+1) \quad (3)$$

[0079] 其中, $\theta_A(k)$ 是分析子频带 k 样本的相位, $\theta_A(k+1)$ 是分析子频带 $k+1$ 样本的相位,且 $\theta_s(n)$ 是分析子频带 n 样本的相位。即,如果余数 r 接近零,即,如果值 $k+r$ 接近 k ,则从子频带 k 的分析子频带样本的相位得出合成子频带样本相位的主要贡献。另一方面,如果余数 r 接近1,即,如果值 $k+r$ 接近 $k+1$,则从子频带 $k+1$ 的分析子频带样本的相位得出合成子频带样本相位的主要贡献。应当注意:相位乘数 $T(1-r)$ 和 Tr 均是整数,使得等式(3)的相位修改得以良好定义并独立于相位角度的定义。

[0080] 关于子频带样本的幅度,可以对于合成子频带样本的幅度的确定选择以下几何均值,

$$[0081] \quad a_s(n) = a_A(k)^{(1-r)} a_A(k+1)^r \quad (4)$$

[0082] 其中, $a_s(n)$ 表示合成子频带 n 样本的幅度, $a_A(k)$ 表示分析子频带 k 样本的幅度,且 $a_A(k+1)$ 表示分析子频带 $k+1$ 样本的幅度。

[0083] 对于通过 $(k + \frac{1}{2})\Delta f$ ($k=0, 1, \dots, L_A-1$) 给出分析滤波器组中心频率并通过 $(n + \frac{1}{2})F\Delta f$ ($n=0, 1, \dots, L_s-1$) 给出合成滤波器组中心频率的奇数堆叠滤波器组的情形,可

以通过使转置合成滤波器组中心频率 $(n + \frac{1}{2})\frac{F\Delta f}{T}$ 和分析滤波器组中心频率 $(k + \frac{1}{2})\Delta f$ 相等得出等式(2)的相应等式。假定整数索引 k 和余数 $r \in [0, 1[$,则可以得出奇数堆叠滤波器组的以下等式:

$$[0084] \quad \frac{(n + \frac{1}{2})F}{T} = k + \frac{1}{2} + r \quad (5)$$

[0085] 可以看出,如果 $T-F$ (即,转置阶与分辨率因子之间的差值)是偶数,则 $T(1-r)$ 和 Tr 均是整数,且可以使用等式(3)和(4)的插值规则。

[0086] 在图5b中例示分析子频带向合成子频带中的映射。图5b示出不同转置阶 $T=1$ 至 $T=4$ 的四个图。每个图例示如何将源区间510(即,分析子频带)映射到目标区间530(即,合成子频带)。为了示例容易,假定分辨率因子 F 等于1。换言之,图5b例示分析子频带信号使用等式(2)和(3)向合成子频带信号的映射。在示例的实例中,偶数地堆叠(stack)分析/合成滤波器组, $F=1$ 且最大转置阶 $P=4$ 。

[0087] 在示例的情形中,可以将等式(2)写成 $\frac{n}{T} = k + r$ 。结果,对于转置阶次 $T=1$,将索引

为k的分析子频带映射到相应合成子频带n,且余数r总是零。可以在将源区间511逐一映射到目标区间531的图5b中看出这一点。

[0088] 在转置阶 $T=2$ 的情形中,余数r取值0和 $1/2$,且源区间被映射到多个目标区间。当反转观点时,可以陈述,每个目标区间532、535接收来自直至两个源区间的贡献。可以在目标区间535接收来自源区间512和515的贡献的图5b中看出这一点。然而,目标区间532只接收来自源区间512的贡献。如果假定目标区间532的索引n为偶数,例如, $n=10$,则等式(2)指定目标区间532接收来自索引为 $k=n/2$ (例如, $k=5$)的源区间512的贡献。余数r在此情形中是零,即,不存在来自索引为 $k+1$ (例如, $k+1=6$)的源区间515的贡献。这对于索引n为奇数(例如, $n=11$)的目标区间535改变。在此情形中,等式(2)指定目标区间535接收来自源区间512(索引 $k=5$)和源区间515(索引 $k+1=6$)的贡献。这如图5b中所示以类似方式应用于较高转置阶 T ,例如 $T=3$ 和 $T=4$ 。

[0089] 在图5c中描绘了可以将等式(2)写成 $\frac{2n}{T} = k + r$ 的 $F=2$ 情形的类似状况。对于转置阶 $T=2$,将索引为k的分析子频带映射到相应合成子频带n,且余数r总是零。可以在将源区间521逐一映射到目标区间541的图5c中看出这一点。

[0090] 在转置阶 $T=3$ 的情形中,余数r取值0、 $1/3$ 以及 $2/3$,并将源区间映射到多个目标区间。当反转观点时,可以说每个目标区间542、545接收来自直至两个源区间的贡献。可以在目标区间545接收来自源区间522和525的贡献的图5c中看出这一点。如果假定目标区间545的索引为例如 $n=8$,则等式(2)指定 $k=5$ 和 $r=1/3$,所以目标区间545接收来自源区间522(索引 $k=5$)和源区间525(索引 $k+1=6$)的贡献。然而,对于索引为 $n=9$ 的目标区间546,余数r是零以使得目标区间546只接收来自源区间525的贡献。这如图5c中所示以类似方式应用于较高转置阶 T ,例如, $T=4$ 。

[0091] 以上预先非线性处理的进一步插值可以如下。可以将预先非线性处理理解为给定阶次 T 的转置和转置子频带信号向通过共同合成滤波器组(即,通过频率网格 $F \Delta f$)定义的频率网络的后续映射的组合。为了示例该插值,再次参照图5b或图5c。然而,在目前情形中,认为源区间510或520是使用转置阶 T 从分析子频带得出的合成子频带。这些合成子频带具有通过 $T \Delta f$ 给出的频率网格。为了生成通过目标区间530或540给出的预定义频率网格 $F \Delta f$ 上的合成子频带信号,需要将源区间510或520(即,频率网格为 $T \Delta f$ 的合成子频带)映射到预定义频率网格 $F \Delta f$ 上。可以执行此内容以通过对一个或两个源区间510或520(即,频率网格 $T \Delta f$ 上的合成子频带信号)进行插值确定目标区间530或540(即,频率网格 $F \Delta f$ 上的合成子频带信号)。在优选实施例中,使用线性插值,其中,插值的权重与目标区间530或540与相应源区间510或520的中心频率之间的差成反比。以实例的方式,如果差是零,则权重是1,如果差是 $T \Delta f$,则权重是0。

[0092] 总之,已描述了允许通过若干分析子频带的转置确定到合成子频带的贡献的非线性处理方法。非线性处理方法使得能够使用不同转置阶的单个共同分析和合成子频带滤波器组,从而显著减小多个谐波转置器的计算复杂性。

[0093] 以下描述多个谐波转置器或多个谐波转置器系统的各种实施例。在采用HFR(高频重建)的音频源编码/解码系统(诸如,例如经引用并入的W098/57436中指定的SBR(频谱带复制))中,通常场景是核心解码器(即,音频信号低频分量的解码器)向HFR模块或HFR系统

(即,执行音频信号高频分量重建的模块或系统)输出时域信号。低频分量的带宽可以低于包括低频分量和高频分量的原始音频信号的带宽的一半。结果,以音频编码/解码系统最终输出信号的采样率的一半对包括也称作低频带信号的低频分量的时域信号进行采样。在这种情形中,HFR模块将会需要对核心信号(即,低频带信号)进行有效地重新采样,以将采样频率加倍以促进将核心信号添加到输出信号。所以,由HFR模块应用的所谓带宽延伸因子等于2。

[0094] 在也称作HFR生成信号的高频分量的生成之后,动态调整HFR生成信号以将HFR生成信号尽可能接近地匹配到原始信号的高频分量,即,匹配到原始编码信号的高频分量。通常借助传输的边信息通过所谓的HFR处理器执行该调整。传输的边信息可以包括关于原始信号高频分量的频谱包络的信息,且HFR生成信号的调整可以包括HFR生成信号频谱包络的调整。

[0095] 为了根据传输的边信息执行HFR生成信号的调整,通过提供HFR生成信号的频谱QMF(正交镜像滤波器)子频带信号的多通道QMF组分析HFR生成信号。随后,HFR处理器对从分析QMF组获得的频谱QMF子频带信号执行HFR生成信号的调整。最后,在合成QMF组中合成调整的QMF子频带信号。为了执行采样频率的修改,例如,为了使采样频率从低频带信号的采样频率加倍到音频编码/解码系统输出信号的采样频率,分析QMF频带的数量可以与合成QMF频带的数量不同。在实施例中,分析QMF组生成32个QMF子频带信号,且合成QMF组处理64个QMF子频带,从而提供采样频率的加倍。应当注意:通常转置器的分析和/或合成滤波器组生成数百个分析和/或合成子频带,从而提供较之QMF组而言的显著较高频率分辨率。

[0096] 在图6的HFR系统600中例示信号的高频分量生成的过程实例。在以采样频率 f_s 提供解码输出信号低频分量的核心解码器601处接收传输的比特流。将在采样频率 f_s 的低频分量输入到不同的各个转置器602-2、 \dots 、602-P中,其中,每个单个转置器如图1中所示对应于转置阶 $T=2, \dots, P$ 的单个转置器。将 $T=1, 2, \dots, P$ 的各自转置信号单独馈送给单开的分析QMF组603-1、 \dots 、603-P的具体实例。应当注意:认为低频分量是 $T=1$ 阶的转置信号。通过使用通道通常为32个而非64个通道的下采样QMF组603-1对低频分量进行滤波来实现核心信号的重新采样,即,在采样频率 f_s 的低频分量的重新采样。作为成果,生成32个QMF子频带信号,其中,每个QMF子频带信号的采样频率为 $f_s/32$ 。

[0097] 在图12a中示例的频率图中示出了通过阶次 $T=2$ 进行的转置对在采样频率 f_s 的信号的影响。频率图1210示出带宽为 B Hz的到转置器602-2的输入信号。使用分析滤波器组将输入信号分段成分析子频带信号。这用到频带1211的分段表示。将分析子频带信号转置到 $T=2$ 倍更高频率范围,并将采样频率加倍。频率图1220中例示所得频域信号,其中,频率图1220的频率标度(frequency scale)与频率图1210相同。可以看出,已将子频带1211转置到子频带1221。用虚线箭头例示转置运算。此外,频率图1220中例示转置子频带信号的周期频谱1222。可替换地,可以将转置的过程示例成已按比例调整(scale)了频率轴(即,乘以转置因子 $T=2$)的频率图1230。换言之,频率图1230对应于在 $T=2$ 倍更高标度的频率图1220。子频带分段1231各自的带宽为分段1211的带宽的两倍。这在信号的时间持续仍然不改变的情况下,引起采样率比输入信号高 $T=2$ 倍(即,采样率 $2f_s$)的转置器602-2的输出信号。

[0098] 如图6中可以看出的以及如以上已叙述的,转置阶为 $T=2$ 的各转置器602-2的输出信号的采样频率为 $2f_s$ 。为了生成在采样频率 $f_s/32$ 的QMF子频带信号,应当使用具有64个通

道的分析QMF组603-2。以类似方式,转置阶为 $T=P$ 的各转置器602-P的输出信号具有采样频率 Pf_s 。为了生成在采样率 $f_s/32$ 的QMF子频带信号,应当使用具有 $32 \cdot P$ 个通道的分析QMF组603-2。换言之,如果分析QMF组603-1、 \dots 、603-P中每一个的大小(即,通道的数量)适用于从相应转置器602-2、 \dots 、602-P起源的信号,则来自分析QMF组603-1、 \dots 、603-P所有实例的子频带输出将具有相等的采样频率。将在采样频率 $f_s/32$ 的这些组QMF子频带信号馈送给根据传输的边信息执行高频分量的频谱调整的HFR处理模块604。最终通过64通道反向或合成QMF组605将调整的子频带信号合成为时域信号,从而根据在 $f_s/32$ 采样的QMF子频带信号有效地产生在采样频率 $2f_s$ 的解码输出信号。

[0099] 如以上已叙述的,转置器模块602-2、 \dots 、602-P分别产生不同采样率(即,采样率 $2f_s$ 、 \dots 、 Pf_s)的时域信号。通过“插入”或丢弃此后相应QMF分析组603-1、 \dots 、603-P中的子频带通道实现转置器模块602-2、 \dots 、602-P输出信号的重新采样。换言之,可以通过使用随后各个分析QMF组603-1、 \dots 、603-P和合成QMF组605中不同数量的QMF子频带实现转置器模块602-2、 \dots 、602-P的输出信号的重新采样。所以,会需要将来自QMF组602-1、 \dots 、602-P的输出QMF子频带信号拟合到最终传输给合成QMF组605的64个通道中。可以通过将来自32通道分析QMF组603-1的32个QMF子频带信号映射或添加到合成或反向QMF组605的前32个通道(即,32个较低频通道)来实现该拟合或映射。这有效地引起要通过因子2上采样的分析QMF组603-1滤波的信号。可以将来自64通道分析QMF组603-2的所有子频带信号直接映射或添加到反向QMF组605的64个通道。鉴于分析QMF组603-2的大小与合成QMF组605完全一样的事实,将不会对各个转置信号进行重新采样。QMF组603-3、 \dots 、603-P的若干输出QMF子频带信号超过64个子频带信号。在这种情形中,可以将下方的64个通道映射到或添加到合成QMF组605的64个通道。可以丢弃上方剩余的通道。作为 $32 \cdot P$ 通道分析QMF组603-P使用的成果,将会对QMF组603-P滤波的信号下采样因子 $P/2$ 。结果,取决于转置阶 P 的该重新采样将会引起具有相同采样频率的所有转置信号。

[0100] 换言之,期望子频带信号即使在转置器模块602-2、 \dots 、602-P产生不同采样率的时域信号的情况下,也在馈送给HFR处理模块604时具有相同的采样率。可以通过使用不同大小的分析QMF组603-3、 \dots 、603-P时限该点,其中,大小通常是 $32T$, T 是转置因子或转置阶。由于HFR处理模块604和合成QMF组605通常在64个子频带信号(即,分析QMF组603-1大小的两倍)上工作,所以可以丢弃来自子频带索引超过该数的分析QMF组603-3、 \dots 、603-P的所有子频带信号。由于转置器602-2、 \dots 、602-P的输出信号实际上可能覆盖输出信号的奈奎斯特频率 f_s 以上的频率范围,所以可以这样。可以将剩余子频带信号(即,已映射到合成QMF组605的子频带的子频带信号)相加以生成频率交叠转置信号(见下面讨论的图12b)或者以一些其它方式组合,例如,以获得如图12c(在下面讨论)中所描绘的不交叠转置信号。在不交叠转置信号的情形中,通常为转置阶 T 的转置器602-T(其中, $T=2, \dots, P$)分配转置器602-T占地生成频率分量的特定频率范围。在实施例,转置器602-T的专用频率范围可以是 $[(T-1)B, TB]$,其中, B 是到转置器602-T的输入信号的带宽。在这种情形中,忽略或丢弃专用频率范围外部的转置器602-T的合成子频带信号。另一方面,转置器602-T可以生成与其它转置器602-2、 \dots 、602-P的频率分量交叠的频率分量。在这种情形中,在QMF子频带域中叠加这些交叠频率分量。

[0101] 如以上所表明的,在通常的实施例,使用多个转置器602-2、 \dots 、602-P生成HFR模

块600的输出信号的高频分量。假定到转置器602-2、...、602-P的输入信号(即,输出信号的低频分量)具有带宽 B Hz和采样率 f_s ,且HFR模块600的输出信号具有采样率 $2f_s$ 。结果,高频分量可以覆盖频率范围 $[B, f_s]$ 。转置器602-2、...、602-P中的每一个可以提供到高频分量的贡献,其中,贡献可以交叠和/或不交叠。图12b例示根据不同转置器602-2、...、602-P的交叠贡献生成高频分量的情形。频率图1241例示低频分量,即,到转置器602-2、...、602-P的输入信号。频率图1242例示包括用阴影频率范围表明的频率范围 $[B, 2B]$ 中子频带的第2阶转置器602-2的输出信号。由于低频输入信号覆盖此范围,所以通常忽略或丢弃由转置器生成的频率范围 $[0, B]$ 。用白色频率范围表明此内容。频率图1243例示覆盖用阴影频率范围表明的频率范围 $[B, 3B]$ 的第3阶转置器602-3的输出信号。以类似方式,转置器602-P生成覆盖频率图1244中示出的频率范围 $[B, PB]$ 的输出信号。最后,使用分析QMF组603-1、...、603-P将低频分量和不同转置器602-2、...、602-P的输出信号映射到QMF子频带,从而生成P组QMF子频带。如频率图1245中可以看出的,覆盖频率范围 $[0, B]$ 的QMF子频带(附图标记1246)只接收来自低频分量(即,来自从第1阶转置获得的信号)的贡献。覆盖频率范围 $[B, 2B]$ 的QMF子频带(附图标记1247)接收来自 $T=2, \dots, P$ 阶转置器输出信号的贡献。覆盖频率范围 $[2B, 3B]$ 的QMF子频带(附图标记1248)接收来自 $T=3, \dots, P$ 阶转置器输出信号的贡献等。覆盖频率范围 $[(P-1)B, PB]$ 的QMF子频带(附图标记1249)接收来自 $T=P$ 阶转置器输出信号的贡献。

[0102] 图12c例示与图12b类似的场景,然而,转置器602-2、...、602-P被配置为使得它们输出信号的频率范围不交叠。频率图1251例示低频分量。频率图1252例示覆盖频率范围 $[B, 2B]$ 的第2阶转置器602-2的输出信号。频率图1253例示覆盖频率范围 $[2B, 3B]$ 的第3阶转置器602-3的输出信号,且频率图1254例示覆盖频率范围 $[(P-1)B, PB]$ 的第P阶转置器602-P的输出信号。将转置器602-2、...、602-P的输出信号和低频分量馈送给提供P组QMF子频带的各个分析QMF组603-1、...、603-P。通常,这些QMF子频带不包括交叠频率范围中的贡献。在频率图1255中例示此内容。覆盖频率范围 $[0, B]$ 的QMF子频带(附图标记1256)只接收来自低频分量(即,来自从第1阶转置获得的信号)的贡献。覆盖频率范围 $[B, 2B]$ 的QMF子频带(附图标记1257)接收来自 $T=2$ 阶转置器输出信号的贡献。覆盖频率范围 $[2B, 3B]$ 的QMF子频带(附图标记1258)接收来自 $T=3$ 阶转置器输出信号的贡献等。覆盖频率范围 $[(P-1)B, PB]$ 的QMF子频带(附图标记1259)接收来自 $T=P$ 阶转置器输出信号的贡献。

[0103] 图12b和图12c例示转置器602-2、...、602-P完全交叠输出信号的极端场景以及转置器602-2、...、602-P完全不交叠输出信号的极端场景。应当注意:输出信号部分交叠的混合场景是可以的。此外,应当注意:图12b和图12c的两个场景描述了转置器602-2、...、602-P被配置为使得它们输出信号的频率范围交叠或不交叠的系统。可以通过在转置器的频谱域中应用窗口化(例如,通过将选择的子频带信号设置为零)实现这一点。替选方案是通过以适当方式将从分析QMF组603-1、...、603-P获得的子频带信号组合使图12b和图12c这两个场景中的转置器602-2、...、602-P生成宽带信号并在QMF子频带域中执行转置信号的滤波。例如,在不交叠情形中,只有分析QMF组603-1、...、603-P中的一个贡献于每个转置器输出频率范围中向HFR处理器604馈送的子频带信号。对于交叠情形,在进入HFR处理器604之前将子频带信号中的多个子频带信号相加。

[0104] 在对HFR系统600的信号中的一些或所有信号(接近)临界采样的情况下获得图6系统的更高效实施,如图7和图13至图16中对于HFR系统700所示。这意味着对核心解码器701

的输出信号以及优选地还有HFR系统700的其它中间信号(例如,转置器702-2、...、702-P的输出信号)临界下采样。例如,通过有理数因子 $Q=M_1/M_2$ 对核心解码器701输出处的核心解码信号下采样,其中,将 M_1 和 M_2 适当选取为整数值。下采样因子 Q 应当是迫使带宽 B 的输入信号接近临界采样的最大因子。同时,应当将 Q 选择为使得QMF组703-1的大小($32/Q$)仍然为整数。通过有理数因子 Q 的下采样在下采样器706中执行,并以采样频率 f_s/Q 得出输出信号。为了提供也临界采样的转置信号,转置器702-2、...、702-P优选地只输出相关转置信号的部分,即,HFR处理器704实际使用的频率范围。转置阶 T 的转置器702- T 的相关频率范围可以是不交叠情形中带宽为 B Hz的输入信号的范围 $[(T-1)B, TB]$ 。

[0105] 这意味着对来自下采样器706的输出和来自转置器702-2、...、702-P的输出临界采样。第2阶转置器702-2输出信号将具有采样频率 f_s/Q ,其与下采样器706的输出信号相同。然而,应当注意:由于转置器702-2被配置为使得它只合成从大约 B 至 $2B$ Hz的转置频率范围,所以来自第2阶转置器702-2的信号实际上是调制到基带的带宽为 $f_s/(2Q)$ 的高通信号。

[0106] 对于较高阶的转置器,例如,转置器702- P ,至少两个可行场景是可以的。第一个场景是转置信号交叠,即,第 P 阶转置信号的较低频部分与 $P-1$ 阶转置信号的频率范围交叠(见图12b)。在此情形中,来自临界采样转置器702- P 的输出具有采样频率 Sf_s/Q ,其中, $S=\min(P-1, 2Q-1)$ 。当 $S=P-1$ 时,第 P 阶转置信号的最上端频率仍在HFR系统700输出信号的奈奎斯特频率 f_s 以下,当 $S=2Q-1$ 时,第 P 阶转置信号通过HFR系统700输出信号的奈奎斯特频率 f_s 带宽受限。即,转置器702- P 输出信号的采样频率从未大于与覆盖从 $f_s/(2Q)$ (低波段信号的最高频率)直至奈奎斯特频率 f_s 的频率间隔的信号相对应的 $(2-\frac{1}{Q})f_s$ 。另一场景是

转置信号不交叠。在此情形中 $S=1$,且所有转置信号具有相同采样频率,尽管覆盖反向QMF组705的输出信号中(即,HFR系统700的输出信号中)的不同不交叠频率范围(见图12c)。

[0107] 在图13至图16中例示对带宽为 B Hz的核心解码器701输出信号进行所描述子采样或下采样的效果。图13示意性地例示信号从核心解码器701的输出向转置阶 $T=2$ 的转置器702-2的输出的转移。频率图1310示出带宽为 B Hz的核心解码器701的输出信号。在下采样器706中对此信号进行临界下采样。下采样因子 Q 是确保分析QMF组703-1具有整数数量 $32/Q$ 的子频带的有理值。此外,下采样器706应当提供临界采样输出信号,即,具有尽可能接近核心解码信号带宽 B 两倍的采样频率 f_s/Q 的输出信号,即, $Q < \frac{f_s}{2B}$ 。在频率图1320中例示这种

临界采样信号。将采样频率为 f_s/Q 的此临界采样信号传递给将它分段成分析子频带的转置器702-2。在频率图1330中例示这种分段信号。随后,对引起分析子频带向 $T=2$ 倍更高频率范围的延展和采样频率 $2f_s/Q$ 的分析子频带信号执行非线性处理。在可替代地可以看作具有按比例调整(scale)了的频率轴的频率图1330的频率图1340中例示此内容。应当注意:在HFR处理模块704中通常将会只考虑转置子频带的子集。作为覆盖频率范围 $[B, 2B]$ 的阴影子频带在频率图1340中表明这些相关转置子频带。在转置器合成滤波器组中只需要考虑阴影子频带,所以可以将相关范围向下调制到基带,并且可以通过因子2将信号下采样到采样频率 f_s/Q 。在可以看出已将覆盖频率范围 $[B, 2B]$ 的信号调制到基带范围 $[0, B]$ 中的频率图1360中例示此内容。用附图标记“ B ”和“ $2B$ ”示例调制信号实际上覆盖较高频率范围 $[B, 2B]$ 的事实。

[0108] 应当注意:只为了示例性目的示出了向基带中的后续调制(在频率图1360中示出)和转置(在频率图1340中示出)的示例步骤。可以通过将阴影子频带(在频率图1340中示出)分配给子频带的数量为分析滤波器组一半的合成滤波器组的合成子频带执行这两个操作。作为这种映射操作的成果,可以获得频率图1360中示出(调制到基带中,即以围绕零频率为中心)的输出信号。在不交叠场景中,针对分析滤波器组减小合成滤波器组大小,以启用通过第P阶转置器702-P的输出信号可以覆盖的全部频率范围 $[0, PB]$ 与第P阶转置器702-P的输出信号覆盖的实际频率范围 $[(P-1)B, PB]$ 之间的比率给出的可取得下采样因子,即,因子P。

[0109] 图14示意性地例示交叠频率范围的场景中信号从核心解码器701的输出向转置阶 $T=3$ 的转置器702-3的输出的转移。在下采样器706中通过因子Q对频率图1410中示出的带宽为B的信号进行下采样以得到频率图1420中示出的信号。将频率图1430中示出的分析子频带转置到具有 $T=3$ 倍更高频率的子频带。在从 f_s/Q 向 $3f_s/Q$ 增加采样率的频率图1440中例示转置子频带。如对图13的文字中所叙述的,可以将此看作频率轴通过因子3的标度改变。可以看出,第3阶转置器702-3的频率范围(即,阴影频率范围 $[B, 3B]$)与第2阶转置器702-2的频率范围交叠。以与图13类似的方式,可以将阴影子频带馈送到大小减小的合成滤波器组中,从而得到只包括来自阴影子频带的频率的信号。因而使用下采样因子 $3/2$ 将此高通信号向下调制到基带。在频率图1460中例示采样频率为 $2f_s/Q$ 的转置器702-2的所得临界采样输出信号。

[0110] 以与图13类似的方式,应当注意:通过将频率图1440的阴影子频带映射到大小减小的合成滤波器组的合成子频带,来执行频率图1440中示出的转置操作和频率图1460中示出的向基带中的调制。在交叠场景中,针对分析滤波器组减小合成滤波器组大小,从而启用通过第P阶转置器702-P的输出信号可以覆盖的全部频率范围 $[0, PB]$ 与第P阶转置器702-P的输出信号覆盖的实际频率范围 $[B, PB]$ 之间的比率给出的可取得下采样因子,即,因子 $P/(P-1)$ 。

[0111] 图15示意性地例示对于转置频率范围与较低阶转置器 $T=P-1$ 的相关频率范围(即, $[(P-2)B, (P-1)B]$)不交叠的情形而言,信号从下采样器706的输出向转置阶 $T=P$ 的转置器702-P的输出的转移。如通过图13的上下文中所叙述的通过转置器702-P将频率图1530中示出的下采样信号转置。作为阴影频率范围在频率图1540中例示覆盖相关频率范围 $[(P-1)B, PB]$ 的转置子频带。将与阴影频率范围相对应的子频带馈送到大小减小的合成滤波器组中,从而生成只包括范围 $[(P-1)B, PB]$ 中频率的信号。结果,将该高通信号调制到基带中,并使用因子P进行下采样。作为结果,获得频率图1560中示出的转置器702-P的临界采样输出信号。转置器702-P的该输出信号包括频率范围 $[(P-1)B, PB]$ 的频率分量。当将转置器输出映射到QMF子频带以进行HFR处理时需要考虑此内容。

[0112] 图16示意性地例示对于转置频率范围与较低阶转置器 $T=2, \dots, P-1$ 的相关频率范围(即, $[B, (P-1)B]$)交叠的情形而言,信号从下采样器706的输出向转置阶 $T=P$ 的转置器702-P的输出的转移。如通过图14的上下文所述,在转置器702-P中将频率图1630中示出的下采样信号转置。作为阴影频率范围在频率图1640中例示覆盖频率范围 $[B, PB]$ 的转置子频带。以与图14类似的方式,可以看出,阴影子频带覆盖 $(P-1)B$ 以下的频率。结果,阴影子频带与较低阶转置器702-2、 \dots 、702-P-1的频率范围交叠。此外,由于阴影子频带覆盖大

于 $[(P-1)B, PB]$ 的范围的事实,只可以使用减小的下采样因子。如以上所述,在第P阶转置器702-P的输出信号覆盖的频率范围是 $[B, (P-1)B]$ 的情况下,该下采样因子是 $P/(P-1)$ 。作为结果,获得采样频率为 $(P-1)f_s/Q$ 的转置器702-P的下采样输出信号。

[0113] 如以上已经指出的,应当注意:转置器706-P内的中间信号(即,尤其是频率图1340、1440、1540、1640中示出的信号)并非图7中示出的HFR系统中呈现的物理信号。这些信号已为了示例性目的示出,并且可以看作转置器702-P内的“虚拟”信号,以示出隐含(implicit)下采样存在时转置和滤波的效果。

[0114] 应当注意:在以上叙述的实例中,来自核心解码器701的输出信号可能已经在进入HFR模块700时以采样率 f_s/Q 被临界采样。这可以例如通过使用较之核心解码器701中的标称大小而言的较小合成转变大小完成。在此场景中,因为核心解码器701中使用的较小合成转变且因为旧式下采样器706而减小计算复杂性。

[0115] 用于改进HFR系统效率的另一手段,是根据图3、4或5的上下文中叙述的方案中的一个方案将图6的各转置器602-2、...、602-P组合。作为实例,代替使用不同转置阶 $T=2, \dots, P$ 的各转置器602-2、...、602-P,可以使用多个转置器系统300、400或500。在将转置因子T等于或大于2的转置器一起分组为可以根据结合图3至图5叙述的各方面中的任何方面实施的多转置器802的图8中例示可能的场景。在示例的实例中,来自多转置器802的输出具有采样频率 $2f_s$,即,比到多转置器802的输入信号的采样频率高两倍的采样频率。通过具有64个通道的单个分析QMF组803-2对多转置器802的输出信号进行滤波。

[0116] 如图6的上下文中所述的,可以通过使用仅具有32个通道的下采样的QMF组803-1对信号进行滤波来实现核心信号的重新采样,即,核心解码器801的输出信号的重新采样。作为结果,这两组QMF子频带信号具有采样频率 $f_s/32$ 的QMF子频带信号。将这两组QMF子频带信号馈送给HFR处理模块804,最终通过64合成QMF组805将调整的QMF子频带信号合成为时域信号。应当注意:在示例的场景中,多转置器802产生采样率 f_s 两倍的转置时域信号。如图3、图4和图5的上下文中所述,该转置时域信号是不同转置因子T若干转置信号的和,其中,T是大于1的整数。多转置器802提供采样频率为 $2f_s$ 的输出信号的事实原因是多转置器802的输出信号覆盖HFR模块800输出信号的高频范围,即,至多为范围 $[B, f_s]$,其中,B是低频分量的带宽, f_s 是HFR模块800输出信号的奈奎斯特频率。

[0117] 如图7的上下文中所述,可以通过增加时域信号子采样的水平(即,通过提供临界下采样信号,优选地在核心解码器的输出处和在转置器的输出处)增加HFR系统800的效率。在可以应用图7和图13至图16的上下文中叙述的理解内容的图9中例示此内容。在下采样单元906中对核心解码器901的输出信号进行下采样,得到在采样频率 f_s/Q 的下采样信号。将该信号馈送给多转置器902并馈送给分析QMF组903-1。由于来自多转置器902的输出是转置阶为从 $T=2$ 至 P 的信号的组合,所以多转置器902的输出具有采样频率 Sf_s/Q ,其中, $S=\min(P-1, 2Q-1)$ 。将转置信号馈送到大小 $32S/Q$ 的分析QMF组903-2中。以与以上所述的类似方式,在HFR处理器904中处理和最后使用合成QMF组905向时域信号中转换这两组QMF子频带信号。

[0118] 在实施例中,在多转置器也被配置为穿过核心信号的未变换副本(即,核心解码器输出信号的未变换副本)的情况下,可以略去分析核心编码器信号的QMF组,即,图8的分析QMF组803-1。在转置器术语中,这等同于使用转置因子 $T=1$ 的转置,即,第1阶转置。如果向

图8的多转置器系统802添加第1阶转置,则可以如图10中所示描绘修改HFR模块1000的框图。如图10中所示,仅使用由核心解码器1001解码的信号作为到多转置器1002的输入,即,未将由核心解码器1001解码的信号传递给HFR模块1000的任何额外部件。多转置器1002被配置为使得它的单个输出信号具有采样频率 $2f_s$ 。换言之,多转置器1002产生两倍采样率的时域信号,其中,时域信号是不同转置因子 T 若干转置信号的和,其中, T 取值1至 P 。通过64通道QMF组1003分析来自多转置器1002的该单个输出信号,将QMF子频带信号随后馈送到使用传输的边信息调整QMF子频带信号的HFR处理模块1004中。最终通过64通道合成QMF组1005合成调整的QMF子频带信号。

[0119] 以与图7和图9的上下文中描述的下采样类似的方式,可以通过时域信号的下采样增加HFR模块1000的效率。在图11中示出了这种HFR模块1100。通过以采样频率 f_s 提供时域输出信号的核心解码器1101解码接收的比特流。使用下采样单元1106通过因子 Q 对此时域输出信号进行下采样。将以采样频率 f_s 下采样的信号传递给多转置器1102。来自多转置器1102的输出将具有采样频率 Sf_s/Q 。此时,然而,由于转置信号还包括核心解码器1101的解码和下采样输出信号,所以将参数 S 选择成 $S = \min(P, 2Q)$ 。使用具有 $32S/Q$ 个通道的分析QMF组1103将多转置器1102的输出信号分段成QMF子频带信号。使用传输的边信息调整并且随后通过合成64通道QMF组1105合并QMF子频带信号。

[0120] 如以上所提到的,图8至图11中示例的多转置器802、902、1002以及1102可以基于图3至图5的上下文中呈现的配置中的任何配置。另外,尽管它的计算效率相比于图3至图5的多转置器设计而言较差,但可以使用图2中示例的转置器配置。在第一优选实施例中,结合图5的上下文中描述的多转置器使用图10和图11中示例的HFR模块配置。在图5b中例示转置器分析子频带向转置器合成子频带的示例性映射。在第二优选实施例中,结合图5的上下文中描述的多转置器使用图8和9中示例的HFR模块配置。在此实施例中在图5c中例示转置器分析子频带向转置器合成子频带的示例性映射。

[0121] 通过图7、图9、图11以及图13—图16的上下文中叙述的实例,可以识别最大抽取的、或者临界采样的转置器的通常构建块。在图17中例示这种构建块170。采样频率 f_s 的输入信号首先在因子 Q 下采样器171中进行处理,并且通过转置器分析滤波器组172进行滤波。分析滤波器组具有滤波器组大小、或者转变大小 N_a ,以及跳大小、或者输入信号步长 δ_a 个样本。随后使用转置因子 T ,通过非线性处理单元173处理子频带信号。非线性处理单元173可以实施本文件中叙述的非线性处理中的任何非线性处理。在实施例中,可以在非线性处理单元173中执行图5、图5b、图5c的上下文中叙述的非线性处理。最终,在转置器合成滤波器组174中将子频带信号组建(assembly)为采样频率 Rf_s 的时域信号,其中, R 是期望的重新采样因子。合成滤波器组具有滤波器组大小、或者转变大小 N_s ,以及跳大小、或者输出信号步长 δ_s 个样本。包括分析滤波器组172、非线性处理单元173和合成滤波器组174的扩展因子 W 是来自合成滤波器组的输出信号和到分析滤波器组的输入信号的采样频率比率,为:

$$[0122] \quad W = \frac{Rf_s}{f_s/Q} = RQ \quad (6)$$

[0123] 滤波器组、或者转变大小 N_a 和 N_s 可以关系为

$$[0124] \quad N_s = \frac{W}{T} N_a \quad (7)$$

[0125] 跳大小、或者信号步长 δ_a 和 δ_s 可以关系为

$$[0126] \quad \delta_s = W\delta_a \quad (8)$$

[0127] 最大抽取的、或者临界采样的转置器构建块170可以具有到分析滤波器组172的输入信号、或者来自合成滤波器组174的输出,或者这二者,以独占地覆盖对于后续处理(诸如图7的HFR处理单元704)相关的频谱带宽。可以通过继下采样器171中输入信号的抽取后的滤波和可行调制获得输入信号的临界采样。在实施例中,可以通过向最小大小足以独占地覆盖对于后续处理相关的子频带通道的合成滤波器组174映射子频带信号实现输出信号的临界采样,例如,如等式(7)所表明的。图13—图16例示来自合成滤波器组的输出独占地覆盖相关频谱带宽以及因而最大抽取时的情况。

[0128] 多个构建块170可以组合和被配置为用以使得获得若干转置阶的临界采样转置器系统。在这种系统中,可以使用不同转置阶在构建块之间共享构建块170的模块171—174中的一个或多个。通常,如图3的上下文中所叙述的使用共同分析滤波器组301的系统可以具有来自合成滤波器组303-1、...、303-P的最大程度分样输出信号,而可以针对需要最大输入信号带宽的转置器构建块170将去往共同分析滤波器组301的输入信号最大限度地分样。如图4的上下文中所叙述的使用共同合成滤波器组404的系统可以具有去往分析滤波器组401-1、...、401-P的最大抽取输入信号,以及还可以具有来自共同合成滤波器组404的最大抽取输出信号。图2的上下文中叙述的系统,优选地具有去往分析滤波器组的最大抽取输入信号和来自合成滤波器组的最大抽取输出信号这二者。在此情形中,系统的结构可以仅是并置的多个转置器构建块170。如图5的上下文中所叙述的使用共同分析滤波器组501和共同合成滤波器组504这二者的系统可以具有来自共同合成滤波器组504的最大程度分样输出信号,而可以针对转置阶需要最大输入信号带宽的信号将去往共同分析滤波器组501的输入信号最大限度地分样。对于此系统,用对图5、图5b和图5c的上下文中叙述的因子F替代等式(7)中的转置因子T。应当注意:以上场景中图2的求和单元202和图3的304可以被配置为操控和组合来自转置器构建块合成滤波器组的临界采样子频带信号。在实施例中,求和单元可以包括此后是用以将子频带信号组合的装置的QMF分析滤波器组或者此后是用以将信号相加的装置的时域重新采样和调制单元。

[0129] 在本文件中,已描述了允许共同分析滤波器组和共同合成滤波器组使用的多转置方案和系统。为了使得能够使用共同分析和合成滤波器组,已描述了涉及从多个分析子频带向合成子频带映射的预先非线性处理方案。作为使用共同分析滤波器组和共同合成滤波器组的结果,可以相比于传统转置方案而言以减小的计算复杂性实施多转置方案。换言之,通过使得对于若干谐波转置器、或者结合上采样器通过一个或若干谐波转置器能够共享分析和合成滤波器组对大大减小谐波HFR方法的计算复杂性。

[0130] 此外,已描述了包括多转置的HFR模块的各种配置。特别地,已描述了操纵临界下采样信号的以减小的复杂性对HFR模块的配置。可以在各种解码设备中(例如,在多媒体接收器、视频/音频机顶盒、移动设备、音频播放器、视频播放器等中)采用叙述的方法和系统。

[0131] 可以作为软件、固件和/或硬件实施本文件中描述的转置和/或高频重建的方法和系统。可以例如作为数字信号处理器或微处理器上运行的软件实施某些组件。可以例如作为硬件和或作为专用集成电路实施其它组件。可以将描述的方法和系统中遇到的信号存储在诸如随机访问存储器或光学存储介质的介质上。可以经由网络(如,无线网络、卫星网

络、无线网络或有线网络,例如,互联网)传送它们。利用本文件中描述的方法和系统的通常设备是用来存储和/或再现音频信号的便携式电子设备或其它消费者电子产品。也可以在存储和提供音频信号(例如,音乐信号)以便下载的计算机系统(例如,互联网web服务器)上使用方法和系统。

[0132] 综上,本申请公开了如下技术方案。

[0133] 方案1.一种被配置为根据信号的低频分量生成所述信号的高频分量的系统,所述系统包括:

[0134] 一分析滤波器组(501),被配置为根据所述信号的低频分量提供分析子频带信号组;其中,所述分析子频带信号组包括至少两个分析子频带信号;其中,所述分析滤波器组(501)具有频率分辨率 Δf ;

[0135] 一非线性处理单元(502),被配置为使用转置阶P根据所述分析子频带信号组确定合成子频带信号组;其中,基于所述分析子频带信号组中相移了根据所述转置阶P得出的量的部分确定所述合成子频带信号组;以及

[0136] 一合成滤波器组(504),被配置为根据所述合成子频带信号组生成所述信号的所述高频分量;其中,所述合成滤波器组(504)具有频率分辨率 $F\Delta f$;F是分辨率因子, $F\geq 1$;其中,所述转置阶P与所述分辨率因子F不同。

[0137] 方案2.如方案1所述的系统,其中,所述非线性处理单元(502)被配置为基于以下因素确定所述合成子频带信号组的合成子频带信号:

[0138] 一所述分析子频带信号组中相移了所述转置阶P的分析子频带信号;或者

[0139] 一来自所述分析子频带信号组的一对分析子频带信号,其中,所述子频带信号对的第一组成部分被相移了因子 P' ,所述子频带信号对的第二组成部分被相移了因子 P'' ,其中 $P'+P''=P$ 。

[0140] 方案3.如方案1所述的系统,其中,

[0141] 一分析滤波器组(501)具有数量 L_A 的分析子频带,其中 $L_A>1$,k是分析子频带索引, $k=0,\dots,L_A-1$;以及

[0142] 一合成滤波器组(504)具有数量 L_S 的合成子频带,其中 $L_S>0$,n是合成子频带索引, $n=0,\dots,L_S-1$ 。

[0143] 方案4.如方案3所述的系统,其中,所述非线性处理单元(502)被配置为根据所述分析子频带信号组的第k个分析子频带信号和第k+1个分析子频带信号确定所述合成子频带信号组的第n个合成子频带信号。

[0144] 方案5.如方案4所述的系统,其中,所述非线性处理单元(502)被配置为

[0145] 一将第n个合成子频带信号的相位确定为第k个分析子频带信号的偏移相位和第k+1个分析子频带信号的偏移相位的和;和/或

[0146] 一将第n个合成子频带信号的幅度确定为第k个分析子频带信号的指数化幅度和第k+1个分析子频带信号的指数化幅度的乘积。

[0147] 方案6.如方案5所述的系统,其中,

[0148] 一对具有合成子频带索引n的所述合成子频带产生贡献的所述分析子频带信号的分析子频带索引k由通过将表达式 $\frac{F}{P}n$ 舍位获得的整数给出;其中,由 $\frac{F}{P}n-k$ 给出余数r。

- [0149] 方案7.如方案6所述的系统,其中,所述非线性处理单元(502)被配置为
- [0150] 一将第n个合成子频带信号的相位确定为乘以 $P(1-r)$ 的第k个分析子频带信号的相位和乘以 $P(r)$ 的第k+1个分析子频带信号的相位的和;和/或
- [0151] 一将第n个合成子频带信号的幅度确定为升高到 $(1-r)$ 的第k个分析子频带信号的幅度和升高到 r 的第k+1个分析子频带信号的幅度的乘积。
- [0152] 方案8.如方案1至7中任一项所述的系统,其中,
- [0153] 一偶数地堆叠所述分析滤波器组(501)和所述合成滤波器组(504),使得由 $k\Delta f$ 给出分析子频带的中心频率并且由 $nF\Delta f$ 给出合成子频带的中心频率。
- [0154] 方案9.如方案1至7中任一项所述的系统,其中,
- [0155] 一奇数地堆叠所述分析滤波器组(501)和所述合成滤波器组(504),使得由 $(k+\frac{1}{2})\Delta f$ 给出分析子频带的中心频率并且由 $(n+\frac{1}{2})F\Delta f$ 给出合成子频带的中心频率;以及
- [0156] 一所述转置阶P与所述分辨率因子F之间的差是偶数。
- [0157] 方案10.如任一项在前方案所述的系统,其中,
- [0158] 一所述分析滤波器组(501)采用分析时间步长 Δt_A ;
- [0159] 一所述合成滤波器组(504)采用合成时间步长 Δt_S ;以及
- [0160] 一所述分析时间步长 Δt_A 和所述合成时间步长 Δt_S 相等。
- [0161] 方案11.如方案1所述的系统,其中,所述非线性处理单元(512)被配置为
- [0162] 一使用所述转置阶P根据所述分析子频带信号组确定具有频率分辨率 $P\Delta f$ 的中间合成子频带信号组;其中,基于所述分析子频带信号组中相移了所述转置阶P的部分确定所述中间合成子频带信号组;以及
- [0163] 一对一个或更多中间合成子频带信号进行插值,以确定具有频率分辨率 $F\Delta f$ 的所述合成子频带信号组中的合成子频带信号。
- [0164] 方案12.一种配置为根据信号的低频分量生成所述信号的高频分量的系统,所述系统包括:
- [0165] 一分析滤波器组(501),被配置为根据所述信号的低频分量提供分析子频带信号组;其中,所述分析子频带信号组包括至少两个分析子频带信号;
- [0166] 一第一非线性处理单元(502),被配置为使用第一转置阶 P_1 根据所述分析子频带信号组确定第一组合成子频带信号;其中,基于所述分析子频带信号组中相移了根据所述第一转置阶 P_1 得出的量的部分确定所述第一组合成子频带信号;
- [0167] 一第二非线性处理单元(502),被配置为使用第二转置阶 P_2 根据所述分析子频带信号组确定第二组合成子频带信号;其中,基于所述分析子频带信号组中相移了根据所述第二转置阶 P_2 得出的量的部分确定所述第二组合成子频带信号;其中,所述第一转置阶 P_1 和所述第二转置阶 P_2 不同;
- [0168] 一组合单元(503),被配置为将所述第一组合成子频带信号和所述第二组合成子频带信号组合;从而得到组合的合成子频带信号组;以及
- [0169] 一合成滤波器组(504),被配置为根据所述组合的合成子频带信号组生成所述信号的所述高频分量。
- [0170] 方案13.如方案12所述的系统,其中,

[0171] 一所述组合单元(503)被配置为叠加与交叠频率范围相对应的所述第一组合成子频带信号和所述第二组合成子频带信号的合成子频带信号。

[0172] 方案14.如任一项在前方案所述的系统,还包括:

[0173] 一核心解码器(1001),被配置为将编码比特流转换成所述信号的低频分量;

[0174] 一称作QMF组的分析正交镜像滤波器组(1003),被配置为将所述高频分量转换成多个QMF子频带信号;

[0175] 一高频重建处理模块(1004),被配置为修改所述QMF子频带信号;以及

[0176] 一合成QMF组(1005),被配置为根据所述修改的QMF子频带信号生成修改的高频分量。

[0177] 方案15.如方案14所述的系统,还包括:

[0178] 一在所述分析滤波器组(501)上游的下采样单元(1106),被配置为减小所述信号的低频分量的采样率;从而以减小的采样率得到低频分量。

[0179] 方案16.如方案14至15中任一项所述的系统,其中,所述核心解码器(1001)基于是Dolby E、Dolby Digital、AAC、HE-AAC中一个的编码方案。

[0180] 方案17.一种被配置为根据信号的在第一采样频率的低频分量生成所述信号的在第二采样频率的高频分量的系统;其中,所述第二采样频率是所述第一采样频率的 R 倍, $R \geq 1$,所述系统包括:

[0181] 一 T 阶谐波转置器(1102),被配置为根据所述低频分量生成调制的高频分量;其中,基于所述低频分量的转置到 T 倍更高频率范围的频谱部分确定所述调制的高频分量;其中,所述调制的高频分量处于乘以因子 S 的所述第一采样频率;其中 $T > 1$ 且 $S < R$ 。

[0182] 方案18.如方案17所述的系统,还包括:

[0183] 一称作QMF组的分析正交镜像滤波器组(1103),被配置为将所述调制的高频分量映射到 X 个QMF子频带中的至少之一中;其中, X 是 S 的倍数;从而得到至少一个QMF子频带信号;

[0184] 一高频重建模块(1104),被配置为修改所述至少一个QMF子频带信号;以及

[0185] 一合成QMF组(1105),被配置为根据所述至少一个修改的QMF子频带信号生成所述高频分量。

[0186] 方案19.如方案17至18中任一项所述的系统,其中,所述谐波转置器(1102)包括:

[0187] 一分析滤波器组(101),被配置为根据所述信号的低频分量提供分析子频带信号组;

[0188] 一非线性处理单元(102),与所述转置阶 T 相关联,并且被配置为通过改变所述分析子频带信号组的相位根据所述分析子频带信号组确定合成子频带信号组;以及

[0189] 一合成滤波器组(103),被配置为根据所述合成子频带信号组生成所述信号的所述调制的高频分量。

[0190] 方案20.如方案19所述的系统,其中,

[0191] 一所述低频分量具有带宽 B ;

[0192] 一所述合成子频带信号组包含频率范围 $(T-1)*B$ 到 $T*B$;以及

[0193] 一所述谐波转置器(1102)被配置为将所述合成子频带信号组调制到围绕零频率为中心的基带中,从而得到所述调制的高频分量。

[0194] 方案21.如方案20所述的系统,其中,所述谐波转置器(1102)被配置为将所述合成子频带信号组映射到所述合成滤波器组(103)的子频带。

[0195] 方案22.如方案17至21中任一项所述的系统,其中,所述谐波转置器(1102)包括如方案1至13中任一项所述的系统。

[0196] 方案23.如方案18至22中任一项所述的系统,还包括:在所述谐波转置器(1102)上游的下采样装置(1106),被配置为根据所述信号的低频分量在除以下采样因子Q的所述第一采样频率提供临界下采样低频分量;其中

[0197] 一所述调制的高频分量处于乘以因子S和除以下采样因子Q的所述第一采样频率;以及

[0198] 一X是S/Q的倍数。

[0199] 方案24.一种用于根据信号的低频分量生成所述信号的高频分量的方法,所述方法包括:

[0200] 一使用具有频率分辨率 Δf 的分析滤波器组(501)根据所述信号的低频分量提供分析子频带信号组;其中,所述分析子频带信号组包括至少两个分析子频带信号;

[0201] 一使用转置阶P根据所述分析子频带信号组确定合成子频带信号组;其中,基于所述分析子频带信号组中相移了根据所述转置阶P得出的量的部分确定所述合成子频带信号组;

[0202] 一使用具有频率分辨率 $F \Delta f$ 的合成滤波器组(504)根据所述合成子频带信号组生成所述信号的高频分量;其中,F是分辨率因子, $F \geq 1$;其中,所述转置阶P与所述分辨率因子F不同。

[0203] 方案25.一种用于根据信号的低频分量生成所述信号的高频分量的方法,所述方法包括:

[0204] 一根据所述信号的低频分量提供分析子频带信号组;其中,所述分析子频带信号组包括至少两个分析子频带信号;

[0205] 一使用第一转置阶 P_1 根据所述分析子频带信号组确定第一组合成子频带信号;其中,基于所述分析子频带信号组中相移了根据所述第一转置阶 P_1 得出的量的部分确定所述第一组合成子频带信号;

[0206] 一使用第二转置阶 P_2 根据所述分析子频带信号组确定第二组合成子频带信号;其中,基于所述分析子频带信号组中相移了根据所述第二转置阶 P_2 得出的量的部分确定所述第二组合成子频带信号;其中,所述第一转置阶 P_1 和所述第二转置阶 P_2 不同;

[0207] 一将所述第一组合成子频带信号和所述第二组合成子频带信号组合以得到组合的合成子频带信号组;以及

[0208] 一根据所述组合的合成子频带信号组生成所述信号的所述高频分量。

[0209] 方案26.一种用于根据信号的在第一采样频率的低频分量生成所述信号的在第二采样频率的高频分量的方法;其中,所述第二采样频率是所述第一采样频率的R倍, $R \geq 1$,所述方法包括:

[0210] 一通过应用T阶谐波转置根据所述低频分量生成调制的高频分量;其中,基于所述低频分量的转置到T倍更高频率范围的频谱部分确定所述调制的高频分量;其中,所述调制的高频分量在乘以因子S的所述第一采样频率;其中, $T > 1$ 且 $S < R$ 。

[0211] 方案27.一种用于对至少包括音频信号的接收信号进行解码的机顶盒,所述机顶盒包括:

[0212] 一用于根据所述音频信号的低频分量生成所述音频信号的高频分量的如方案1至23中任一项所述的系统。

[0213] 方案28.一种软件程序,适用于在处理器上执行,并且在计算设备上执行时用于执行如方案24至26中任一项所述的方法步骤。

[0214] 方案29.一种存储介质,包括适用于在处理器上执行的软件程序,所述软件程序在计算设备上执行时用于执行如方案24至26中任一项所述的方法步骤。

[0215] 方案30.一种计算机程序产品,包括在计算机上执行时用于执行如方案24至26中任一项所述方法的可执行指令。

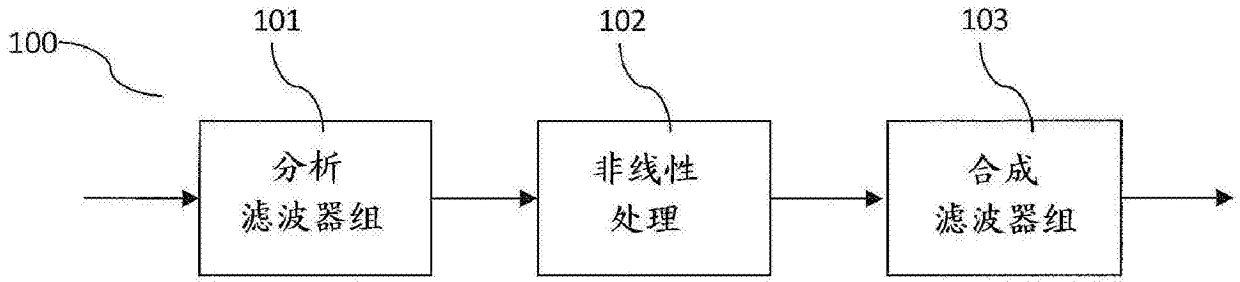


图1

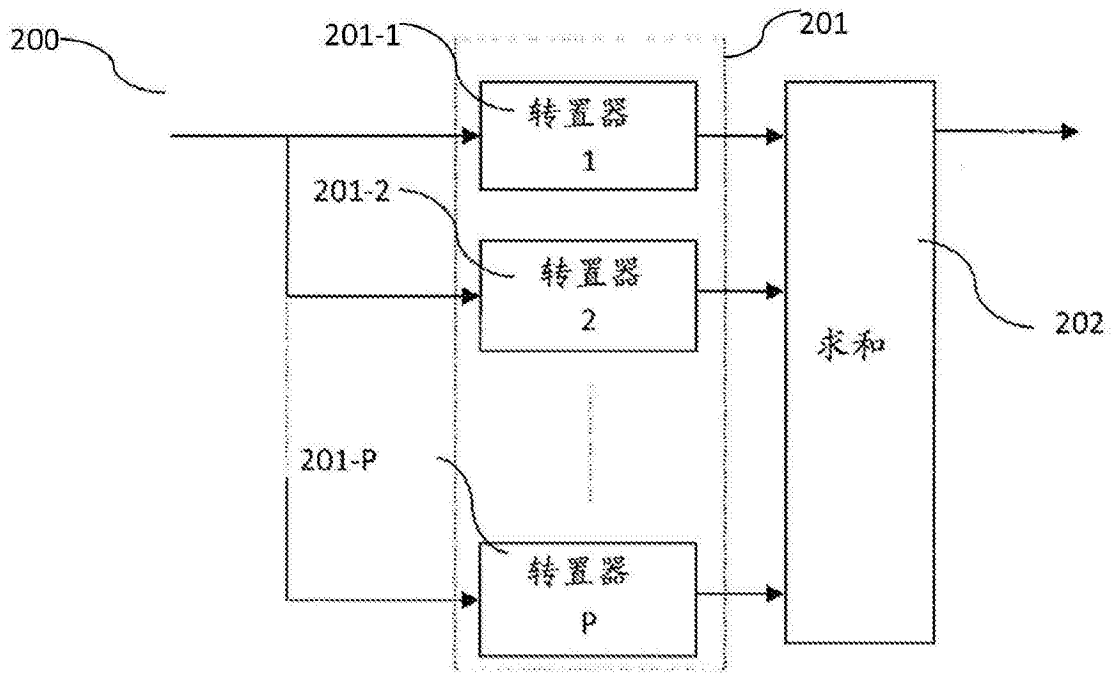


图2

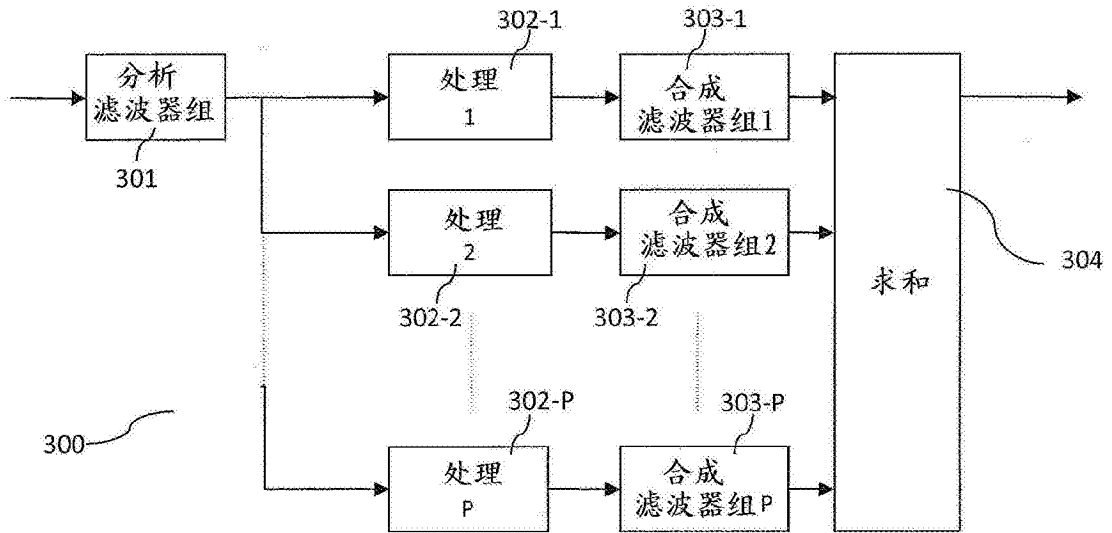


图3

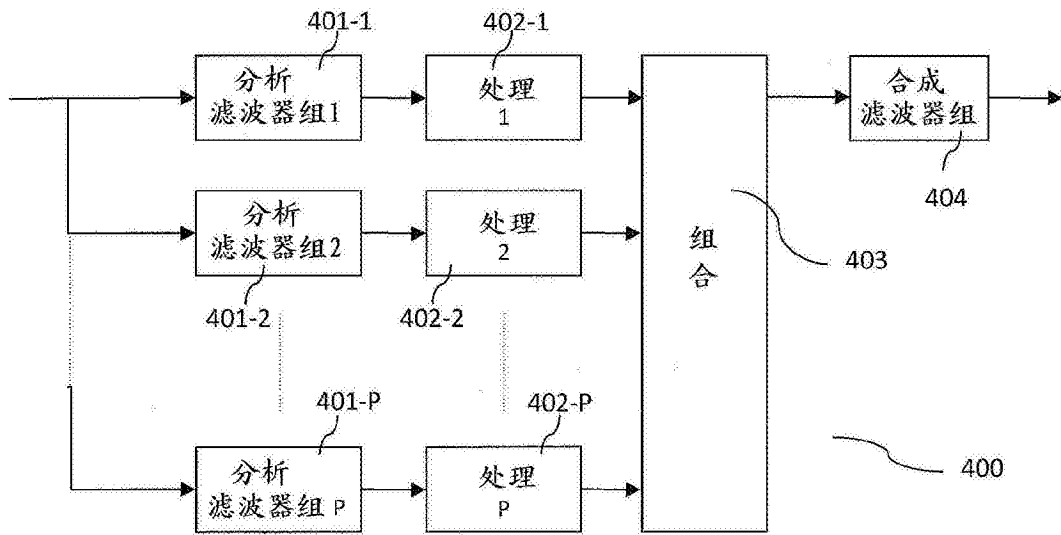


图4

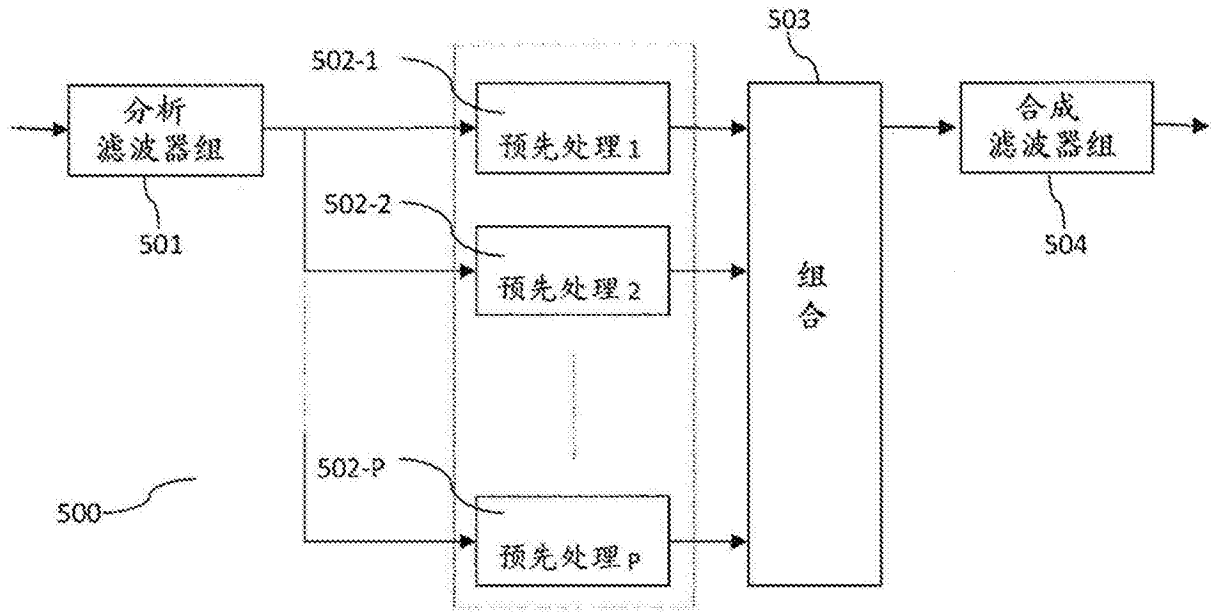


图5

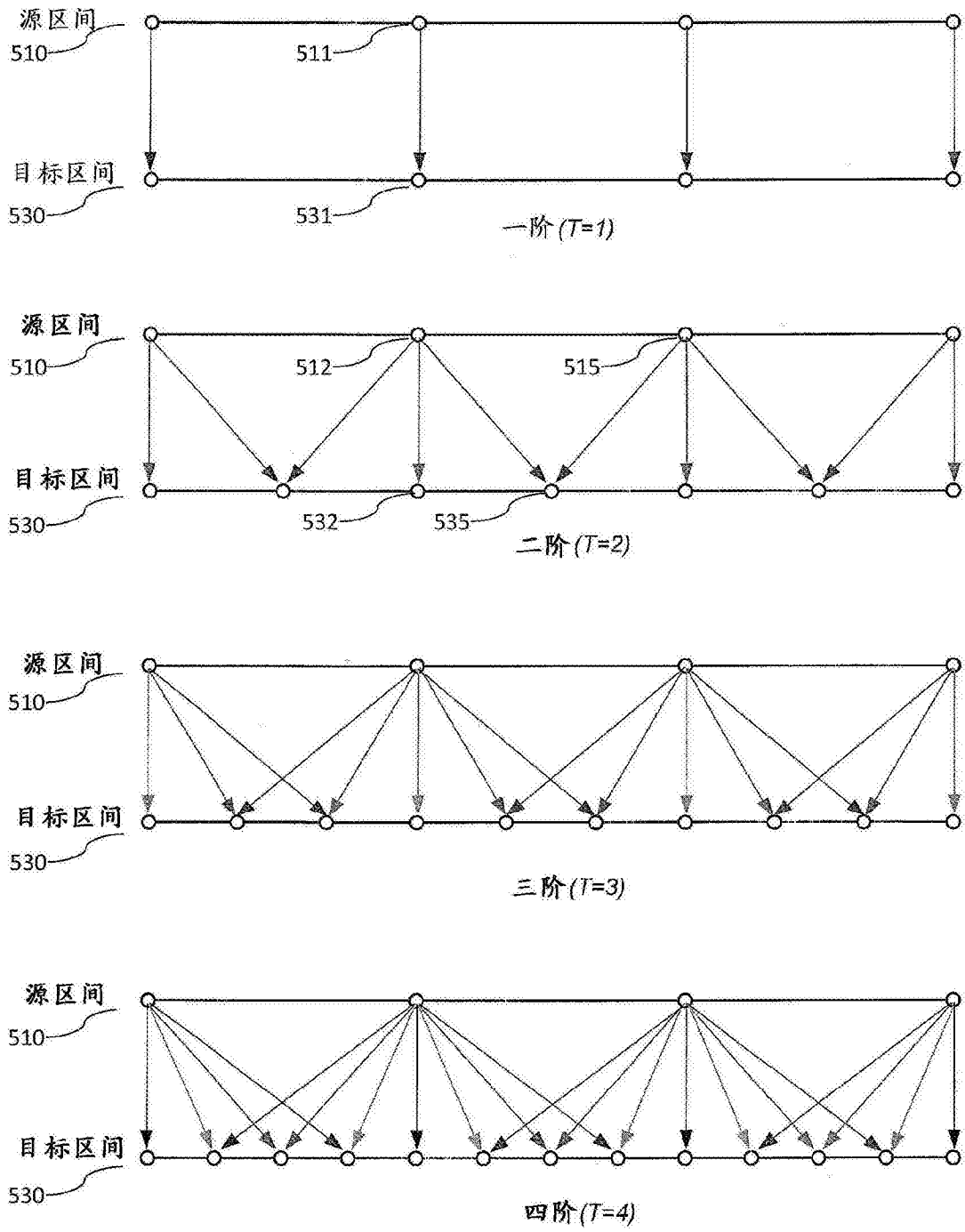


图5b

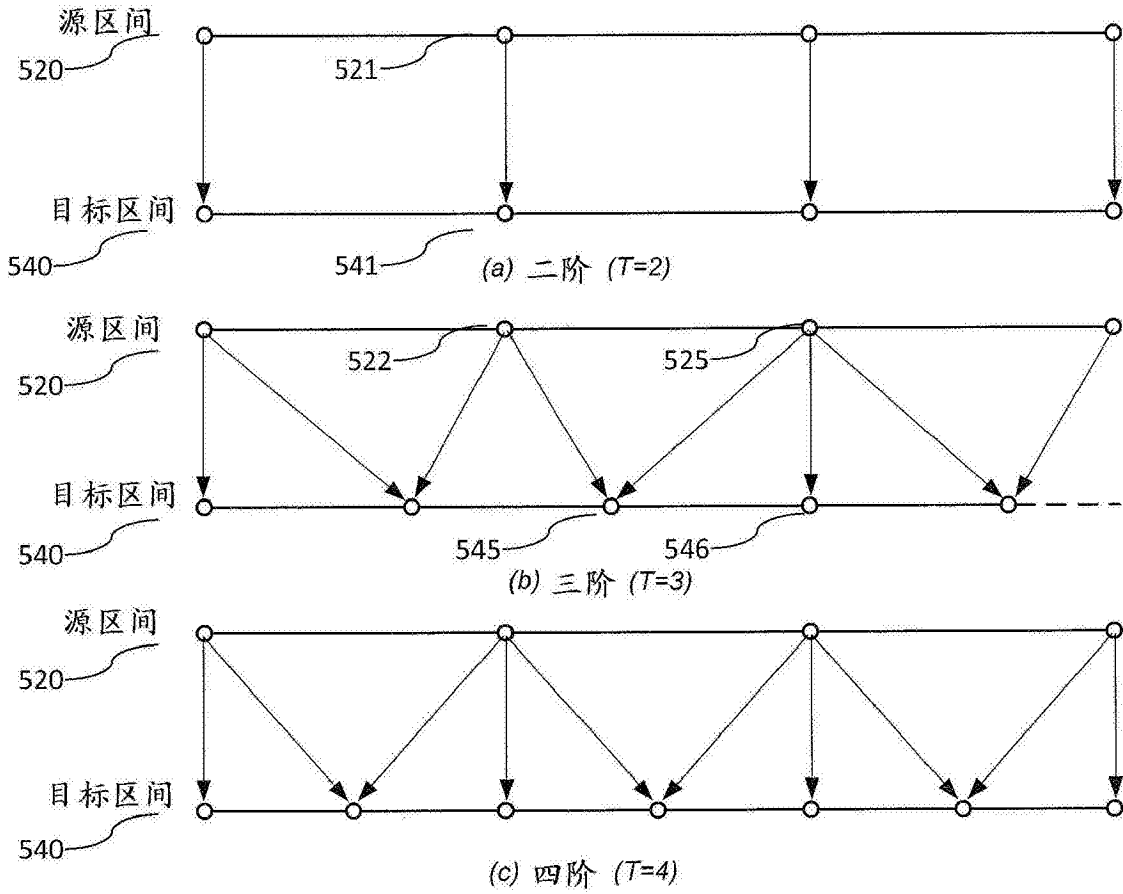


图5c

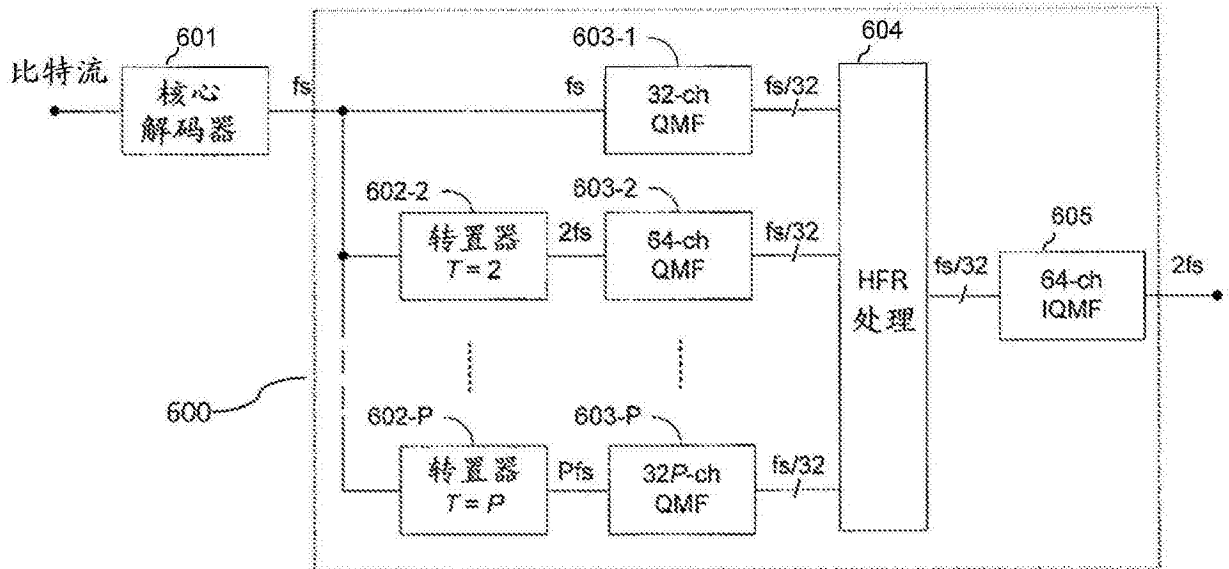


图6

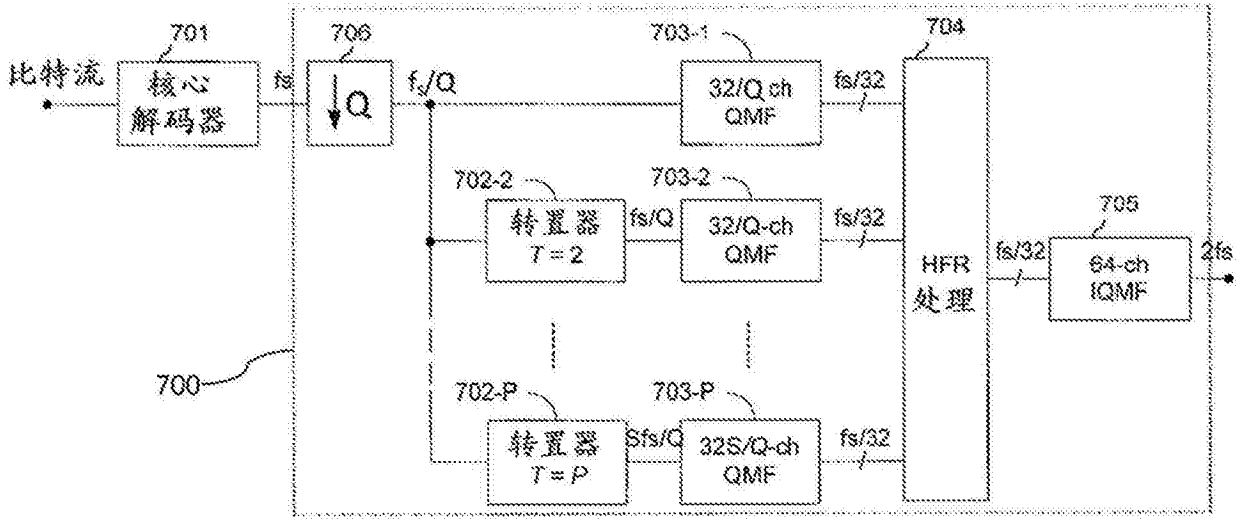


图7

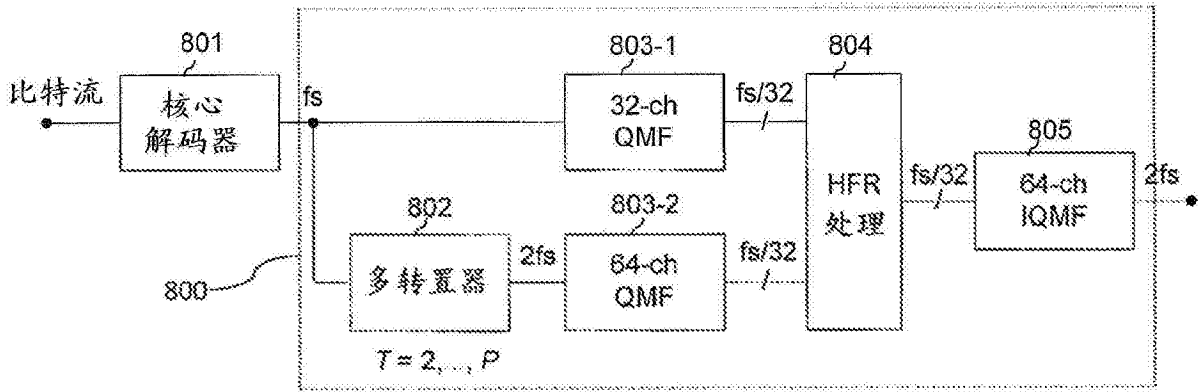


图8

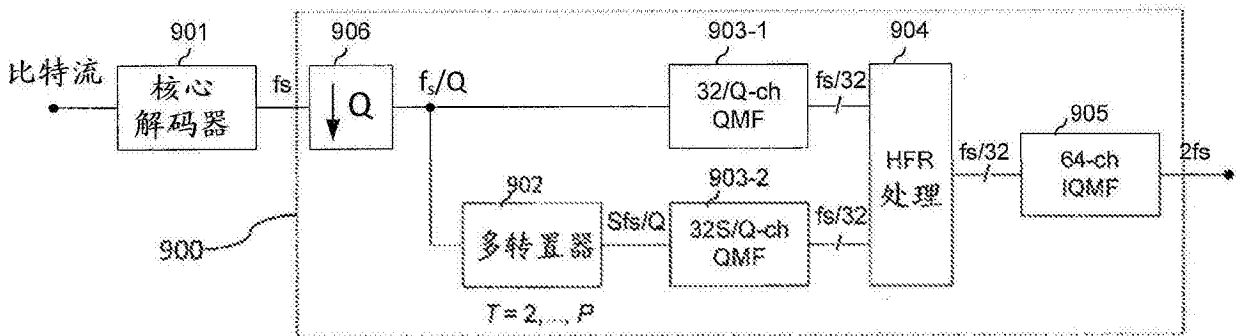


图9

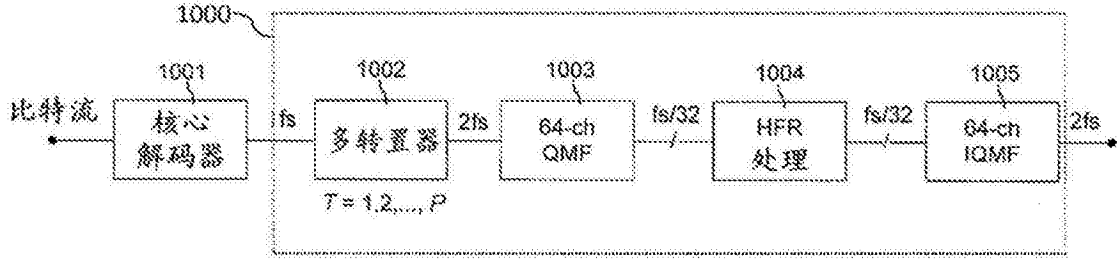


图10

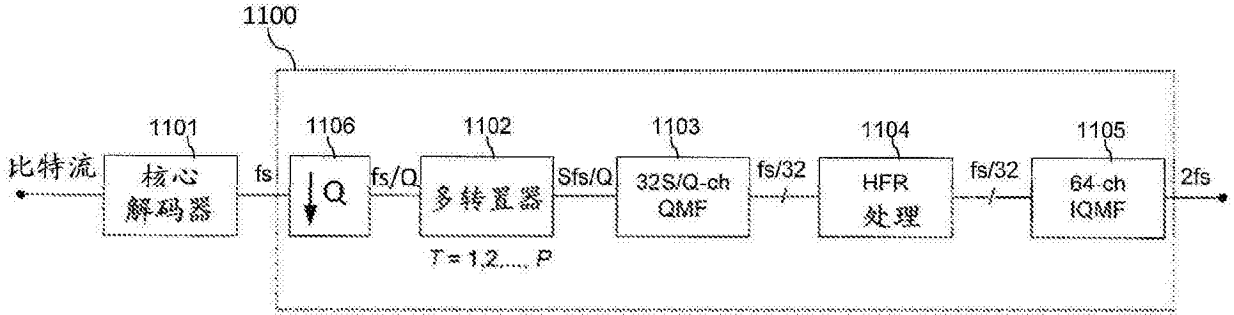


图11

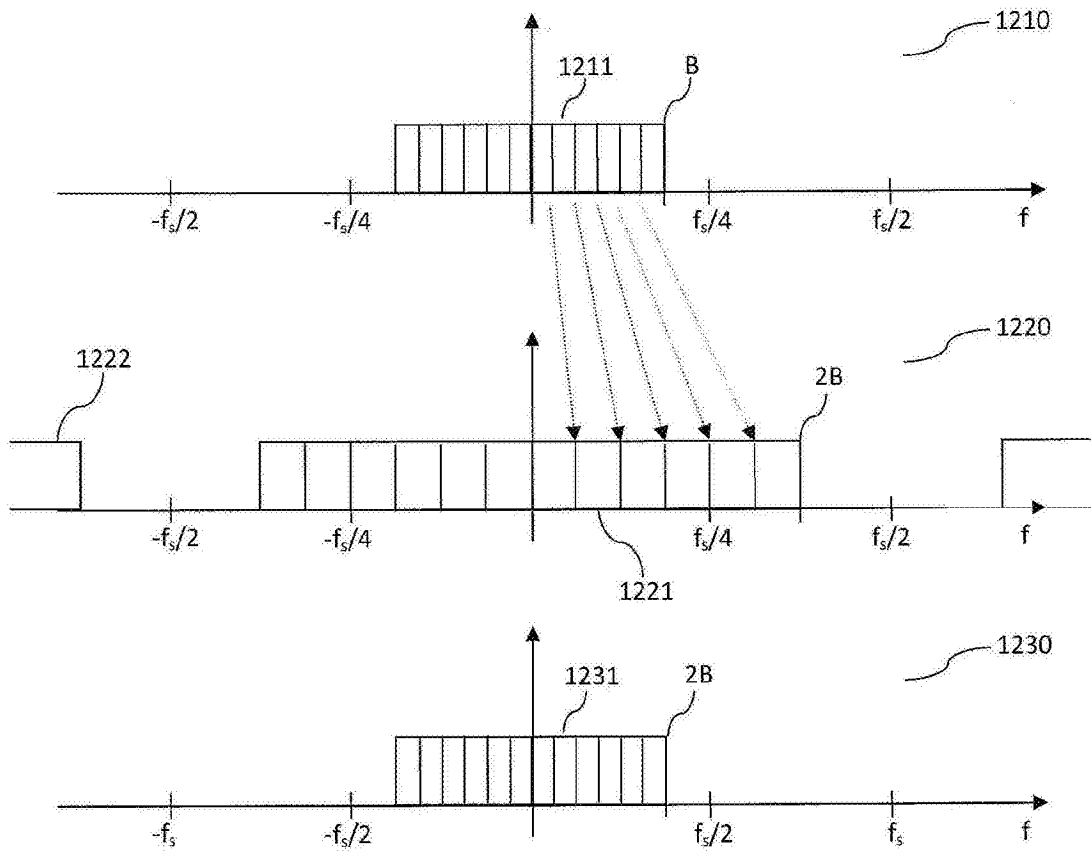


图12a

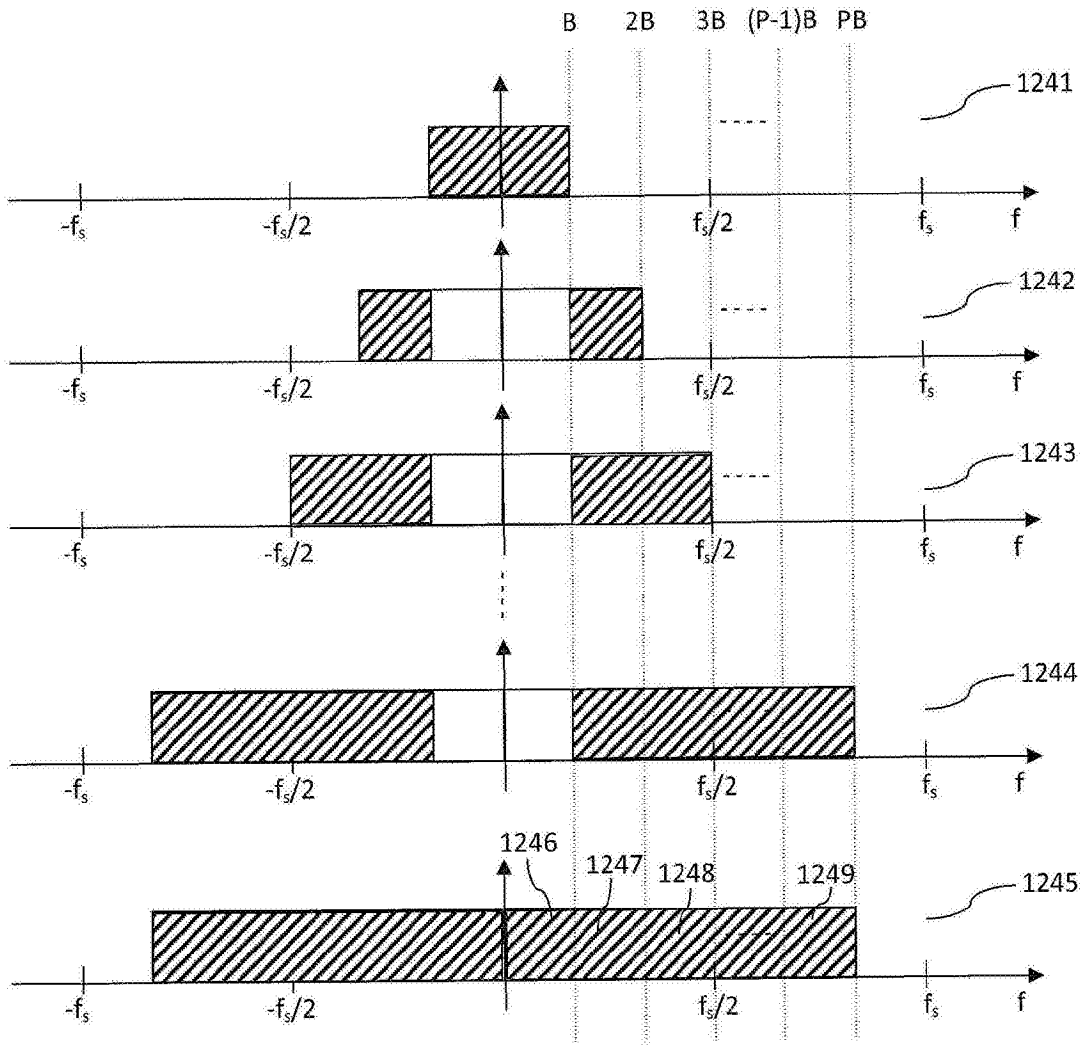


图12b

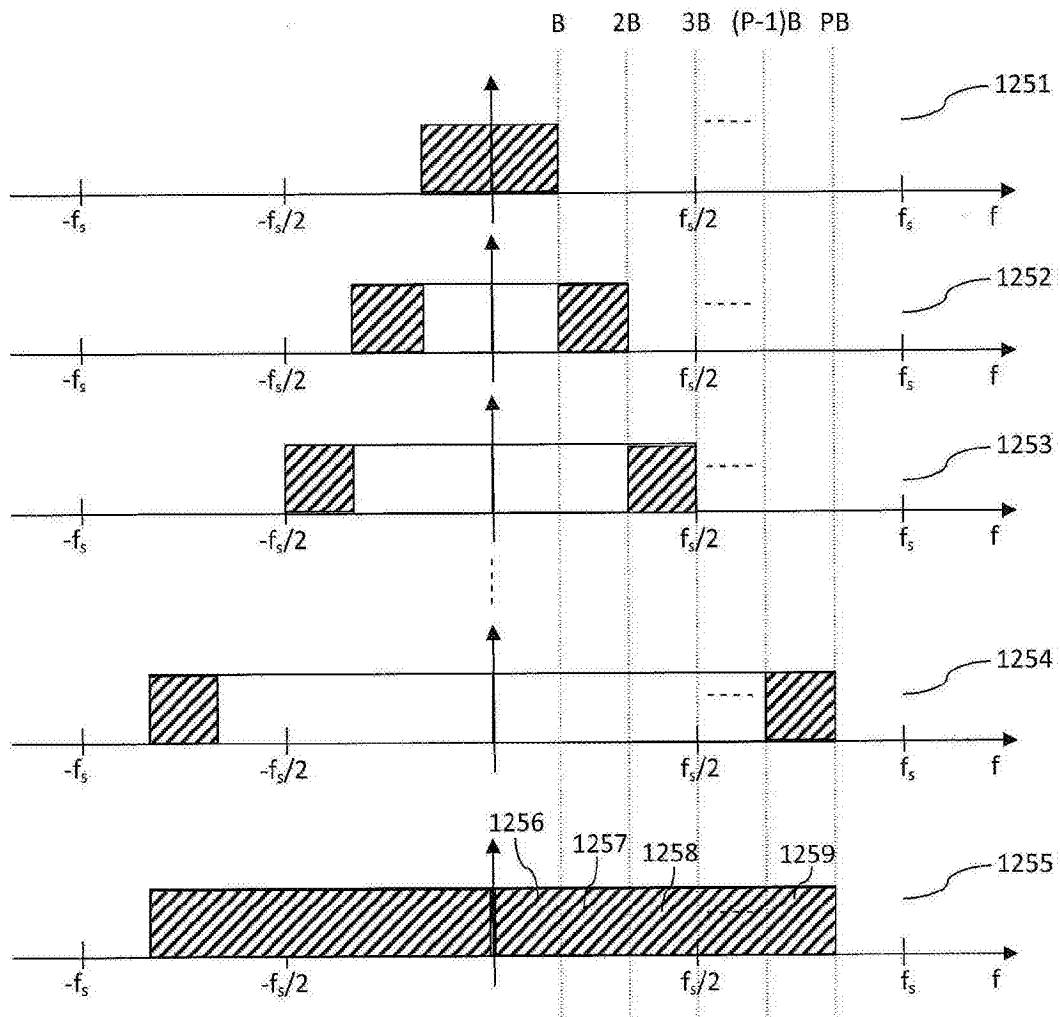


图12c

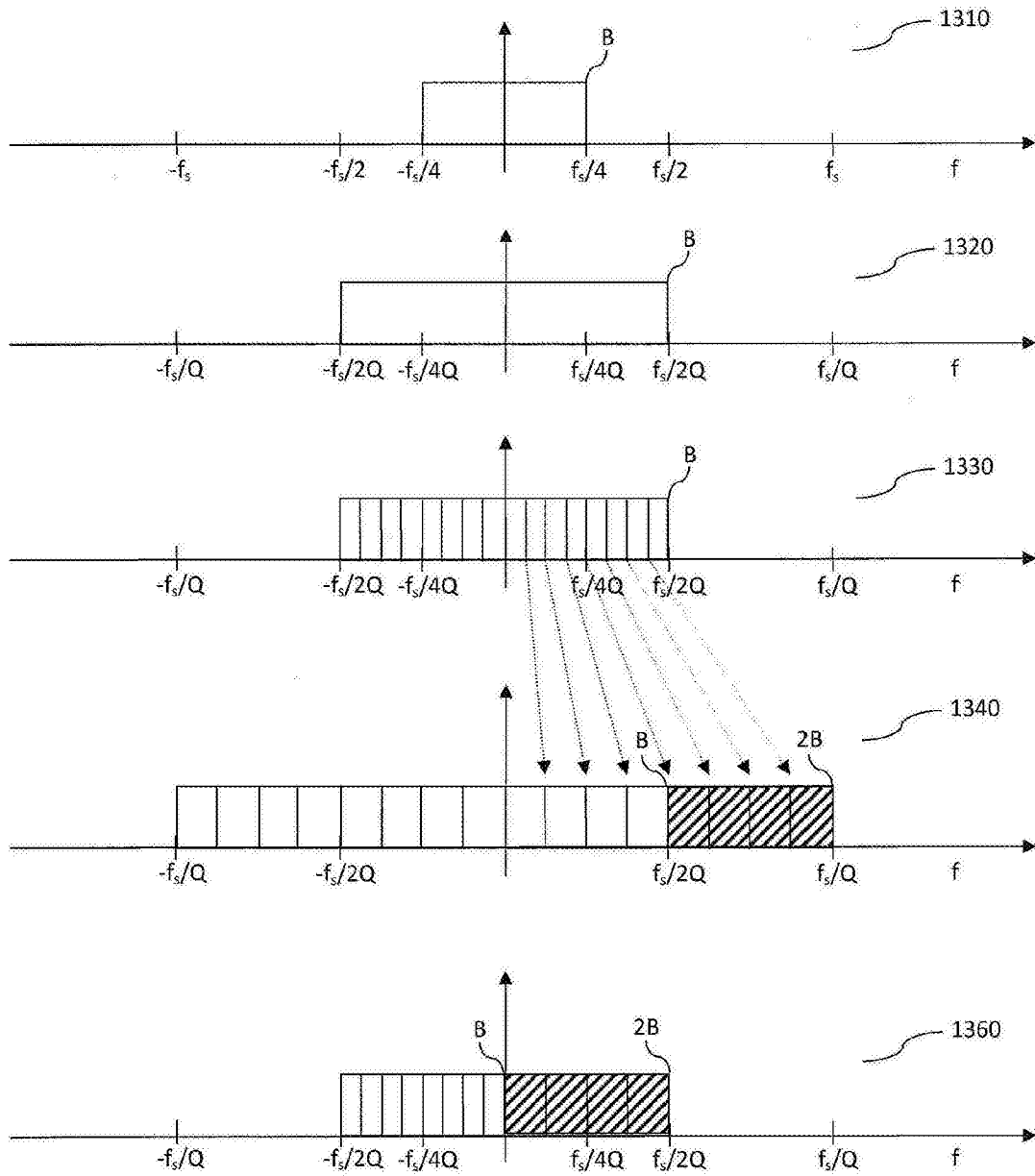


图13

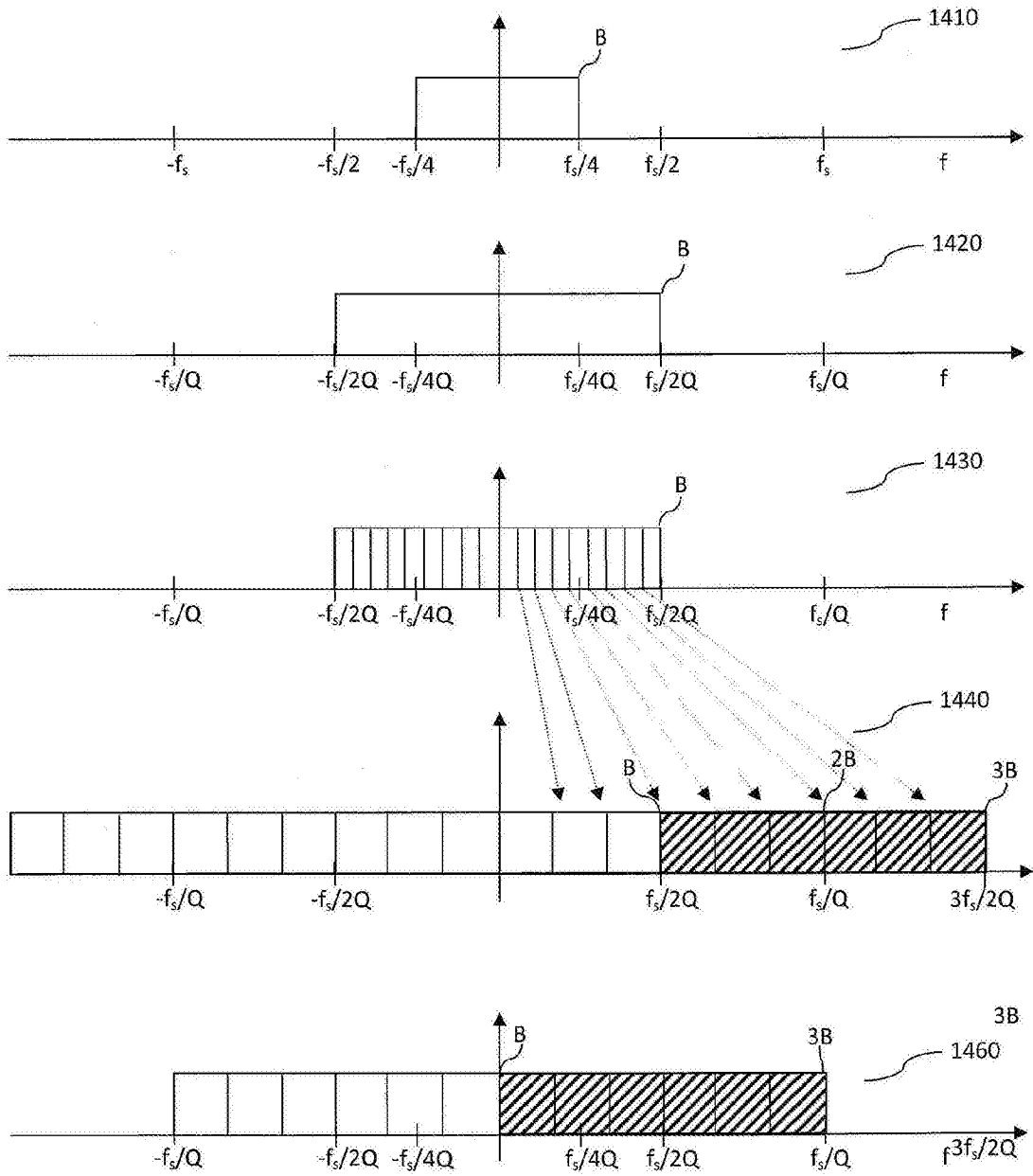


图14

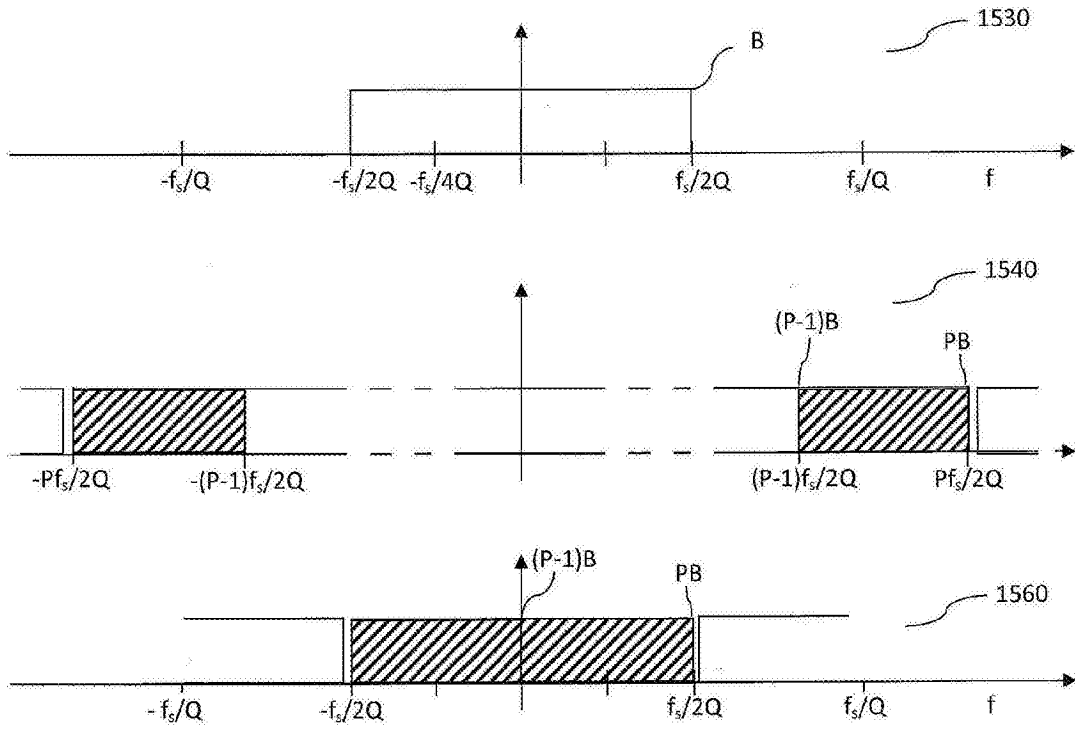


图15

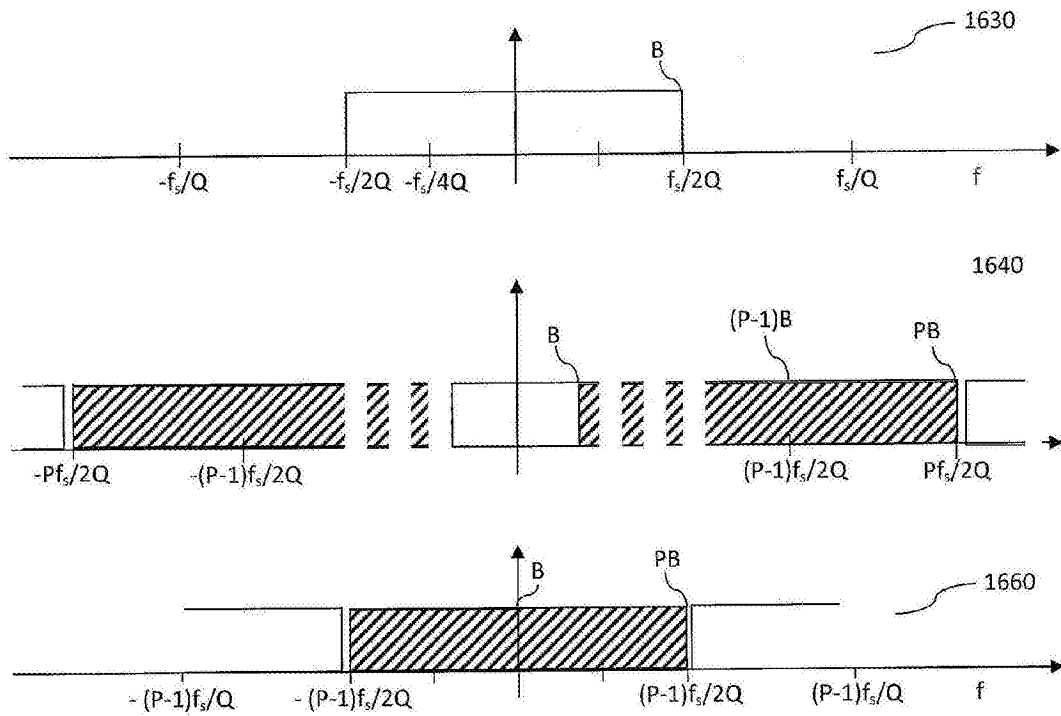


图16

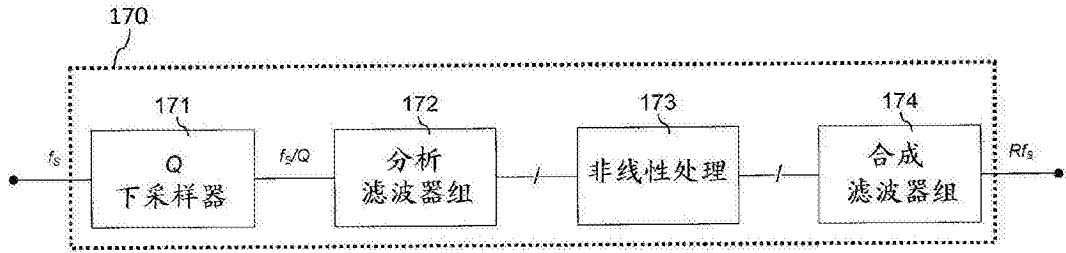


图17