

(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 101635564 B

(45) 授权公告日 2012. 07. 25

(21) 申请号 200910158612. 2

CN 1261742 A, 2000. 08. 02, 全文.

(22) 申请日 2002. 03. 28

US 5568142 A, 1996. 10. 22, 全文.

(30) 优先权数据

审查员 杭雪蒙

0101175-8 2001. 04. 02 SE

(62) 分案原申请数据

02806796. 7 2002. 03. 28

(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

(74) 专利代理机构 中国国际贸易促进委员会专

利商标事务所 11038

代理人 李镇江

(51) Int. Cl.

H03H 17/02 (2006. 01)

(56) 对比文件

US 5732189 A, 1998. 03. 24, 全文.

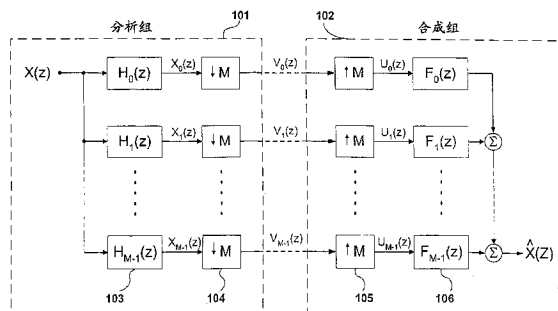
权利要求书 2 页 说明书 11 页 附图 5 页

(54) 发明名称

分析滤波器组部分和分析滤波方法

(57) 摘要

本发明提出一种用于通过复数扩展余弦调制数字滤波器组改进数字滤波器组的新方法和装置。本发明采用复指数调制低通原型滤波器以及一种用于优化这个滤波器的特性的新方法。本发明大大降低从独立修正子带信号出现的混叠造成的非自然信号, 例如在利用滤波器组作为频谱均衡器时。本发明优选以软件实现, 在标准 PC 或数字信号处理器 (DSP) 上运行, 但也可硬编码到定制芯片上。本发明对各种数字均衡器、自适应滤波器、多频带压扩器以及在高频再现 (HFR) 系统中使用的频谱包络调整滤波器组提供本质改进。



1. 一种用于过滤实数值的时域信号的分析滤波器组部分,其中所述滤波器组具有 M 个滤波器组通道,且所述通道具有从复指数调制对称的低通原型滤波器 $p_0(n)$ 出现的滤波器系数,所述低通原型滤波器 $p_0(n)$ 具有滤波器级数 N,其中所述滤波器系数是基于以下公式:

$$h_k(n) = p_0(n) \exp\left\{i \frac{\pi}{2M} (2k+1)\left(n - \frac{N}{2}\right)\right\},$$

在此 k 指示信道索引, n 指示滤波器系数索引,而 $h_k(n)$ 指示属于索引 k 的滤波器组通道的索引 n 的复数值滤波器系数,其中 $n = 0, 1, \dots, N$ 和 $k = 0, 1, \dots, M-1$,

其中所述低通原型滤波器的滤波器级数 N 高于 $2M-1$,其中 M 是在所述数字滤波器组中的通道数,或者

其中优化所述低通原型滤波器是通过最小化以下复合目标函数 $\varepsilon_{\text{tot}}(a)$ 实现的:

$$\varepsilon_{\text{tot}}(a) = a \varepsilon_t + (1-a) \varepsilon_a$$

其中 a 是加权常数, ε_t 是通带误差,而 ε_a 是混叠误差,或者

其中所述分析滤波器组部分用于在高频再现系统中估计能量测量,或者

其中所述分析滤波器组部分在高频再现系统中用作包络调整滤波器组的一部分。

2. 根据权利要求 1 的分析滤波器组部分,还包括移位寄存器 (602),其后是合路器 (604) 的多相滤波器模块 (603),以及包括数字余弦变换 (605) 和数字正弦变换 (606) 的变换装置,其中在数字余弦变换 (605) 和数字正弦变换 (606) 的输出端,获得一组复数值子带信号的实数和虚数部分。

3. 根据权利要求 1 或 2 的分析滤波器组部分,还包括用于修正从所述滤波得到的复数值子带信号的装置 (607),复数值子带信号具有复数值子带抽样,其中所述修正包括用于调整复数值子带抽样的大小以便匹配所需要的频谱包络曲线的频谱包络调整器。

4. 一种用于过滤复数值的子带信号的合成滤波器组部分,其中所述滤波器组具有 M 个滤波器组通道,且所述通道具有从复指数调制对称的低通原型滤波器 $p_0(n)$ 出现的滤波器系数,所述低通原型滤波器 $p_0(n)$ 具有滤波器级数 N,其中所述滤波器系数为:

$$f_k(n) = p_0(n) \exp\left\{i \frac{\pi}{2M} (2k+1)\left(n - \frac{N}{2}\right)\right\},$$

在此 k 指示信道索引, n 指示滤波器系数索引,而 $f_k(n)$ 指示属于索引 k 的滤波器组通道的索引 n 的复数值滤波器系数,其中 $n = 0, 1, \dots, N$ 和 $k = 0, 1, \dots, M-1$,还包括用于添加从滤波器组通道输出的信号以获得复数值时域信号的装置,以及用于取所述实数部分以获得实数值时域输出信号的装置,

其中所述低通原型滤波器的滤波器级数 N 高于 $2M-1$,其中 M 是在所述数字滤波器组中的通道数,或者

其中优化所述低通原型滤波器是通过最小化以下复合目标函数 $\varepsilon_{\text{tot}}(a)$ 实现的:

$$\varepsilon_{\text{tot}}(a) = a \varepsilon_t + (1-a) \varepsilon_a$$

其中 a 是加权常数, ε_t 是通带误差,而 ε_a 是混叠误差,或者

其中所述合成滤波器组部分在高频再现系统中用作包络调整滤波器组的一部分。

5. 根据权利要求 4 的合成滤波器组部分,还包括用于以一组复数值旋转因子乘所述子带信号的装置 (701),包含分别工作在所述子带信号的实数和虚数部分的数字余弦变换

(702) 和数字正弦变换 (703) 的变换装置,其后是多相滤波器模块 (705) 的合路器 (704),以及移位寄存器和加法装置 (706),其中在移位寄存器和加法装置 (706) 的输出端,获得所述实数值的时域输出信号。

6. 一种使用用于过滤实数值的时域信号的分析滤波器组部分的分析滤波方法,其中所述滤波器组具有 M 个滤波器组通道,且所述通道具有从复指数调制对称的低通原型滤波器 $p_0(n)$ 出现的滤波器系数,所述低通原型滤波器 $p_0(n)$ 具有滤波器级数 N,其中所述滤波器系数是基于:

$$h_k(n) = p_0(n) \exp\left\{i \frac{\pi}{2M} (2k+1)\left(n - \frac{N}{2}\right)\right\},$$

在此 k 指示信道索引, n 指示滤波器系数索引,而 $h_k(n)$ 指示属于索引 k 的滤波器组通道的索引 n 的复数值滤波器系数,其中 $n = 0, 1, \dots, N$ 和 $k = 0, 1, \dots, M-1$,

其中所述低通原型滤波器的滤波器级数 N 高于 $2M-1$,其中 M 是在所述数字滤波器组中的通道数,或者

其中优化所述低通原型滤波器是通过最小化以下复合目标函数 $\varepsilon_{\text{tot}}(a)$ 实现的:

$$\varepsilon_{\text{tot}}(a) = a \varepsilon_t + (1-a) \varepsilon_a$$

其中 a 是加权常数, ε_t 是通带误差,而 ε_a 是混叠误差,或者

其中所述分析滤波器组部分用于在高频再现系统中估计能量测量,或者

其中所述分析滤波器组部分在高频再现系统中用作包络调整滤波器组的一部分。

7. 一种使用用于过滤复数值的子带信号的合成滤波器组部分的合成滤波方法,其中所述滤波器组具有 M 个滤波器组通道,且所述通道具有从复指数调制对称的低通原型滤波器 $p_0(n)$ 出现的滤波器系数,所述低通原型滤波器 $p_0(n)$ 具有滤波器级数 N,其中所述滤波器系数是基于以下公式:

$$f_k(n) = p_0(n) \exp\left\{i \frac{\pi}{2M} (2k+1)\left(n - \frac{N}{2}\right)\right\},$$

在此 k 指示信道索引, n 指示滤波器系数索引,而 $f_k(n)$ 指示属于索引 k 的滤波器组通道的索引 n 的复数值滤波器系数,其中 $n = 0, 1, \dots, N$ 和 $k = 0, 1, \dots, M-1$,还包括用于添加从滤波器组通道输出的信号以获得复数值时域信号的装置,以及用于取所述实数部分以获得实数值时域输出信号的装置,

其中所述低通原型滤波器的滤波器级数 N 高于 $2M-1$,其中 M 是在所述数字滤波器组中的通道数,或者

其中优化所述低通原型滤波器是通过最小化以下复合目标函数 $\varepsilon_{\text{tot}}(a)$ 实现的:

$$\varepsilon_{\text{tot}}(a) = a \varepsilon_t + (1-a) \varepsilon_a$$

其中 a 是加权常数, ε_t 是通带误差,而 ε_a 是混叠误差,或者

其中所述合成滤波器组部分在高频再现系统中用作包络调整滤波器组的一部分。

分析滤波器组部分和分析滤波方法

[0001] 本申请是申请号为 02806796.7、申请日为 2002 年 3 月 28 日、发明名称为“利用复指数调制滤波器组的混叠减小”的发明专利申请的分案申请。

技术领域

[0002] 本发明涉及二次抽样数字滤波器组领域,并提供一种用于大大减小从修正,例如量化或衰减,数字滤波器组的频谱系数或子带信号出现的损失的方法和装置。本发明可应用于数字均衡器(“高效 20 频带数字音频均衡器”A. J. S. Ferreira, J. M. N. Viera, AES preprint, 98th Convention 1995 February 25-28 Paris, N. Y., USA),自适应滤波器(“具有临界抽样的子带自适应滤波:分析、实验和应用于回声消除”A. Gilloire, M. Vetterli, IEEE Transactions on Signal Processing, vol. 40, no. 8, August, 1992),多频带信号压扩器,以及使用高频再现(HFR)的音频编码系统,在这些系统中数字滤波器组用于频谱包络的自适应调整,如频谱带复制(SBR)系统(WO 98/57436)。

背景技术

[0003] 数字滤波器组是两个或多个并行数字滤波器的集合。分析滤波器组将输入信号分割为多个独立信号,称为子带信号(或频谱系数)。当每个单位时间子带的抽样总数与输入信号的抽样总数相同时,滤波器组被临界抽样(或最高抽样)。合成滤波器组将这些子带信号组合为输出信号。一种普及型的临界抽样滤波器组是余弦调制滤波器组。在余弦调制系统中滤波器是通过余弦调制低通滤波器获得的,即所谓的原型滤波器。余弦调制器组提供非常有效的实现,而且经常用于自然语音编解码器(“感觉编码的介绍”K. Brandenburg, AES, Collected Papers on Digital Audio Bitrate Reduction, 1996)。然而,通过应用均衡增益曲线或量化抽样修改子带抽样或频谱系数的任何尝试,导致输出信号中出现严重的混叠非自然信号。

发明内容

[0004] 本发明显示,通过用虚正弦调制部分扩展余弦调制滤波器组,形成复指数调制滤波器组,可大大降低从修正子带信号出现的损伤。正弦扩展消除了余弦调制滤波器组中出现的主混叠项。此外,本发明提供一种用于优化原型滤波器的方法,称之为混叠项最小化(ATM)。复指数调制产生复数值的子带信号,这种信号可被解释为从滤波器组的实数部分获得的信号的分析信号,即,基础余弦调制滤波器组。这种功能提供了对子带信号的瞬时能量的固有测量。

[0005] 根据本发明的复指数调制滤波器组的操作的主要步骤是:

[0006] 1. 设计截止频率为 $\pi/2M$ 的对称的低通滤波器,其优化用于所希望的混叠抑制和通带平坦性;

[0007] 2. 通过复指数调制经优化的原型滤波器构成一个 M-道滤波器组;

[0008] 3. 通过滤波器组的分析部分过滤实数值的时域信号;

- [0009] 4. 根据希望的、可能时变的均衡器设置修正复数值的子带信号；
 [0010] 5. 通过滤波器组的合成部分过滤经修正的复数值的子带抽样；以及
 [0011] 6. 计算从滤波器组的合成部分获得的复数值时域输出信号的实数部分。

[0012] 根据本发明，提供了一种用于估计从数字滤波器组获得的系数或子带信号的能量测量的方法，其特征在于：优化滤波器级数为 N ，不强迫具有完全再现特性的对称的低通原型滤波器 $p_0(n)$ ；通过复指数调制所述原型滤波器建立 M 通道的分析滤波器组，其中所述滤波器组具有以下滤波器系数：

$$[0013] \quad h_k(n) = p_0(n) \exp\left\{i \frac{\pi}{2M} (2k+1)(n - \frac{N}{2})\right\},$$

[0014] 且 $n = 0, 1, \dots, N$ 和 $k = 0, 1, \dots, M-1$ ；通过所述滤波器组过滤实数值的时域信号；以及计算从所述滤波获得的复数值子带信号的平方绝对值。

[0015] 根据本发明，还提供了一种用于减小从修正通过数字滤波器组获得的系数或子带信号出现的混叠的方法，其特征在于：优化滤波器级数为 N ，不强迫具有完全再现特性的对称的低通原型滤波器 $p_0(n)$ ；通过复指数调制所述原型滤波器建立 M 通道的滤波器组，其中所述滤波器组具有以下分析和合成滤波器系数：

$$[0016] \quad h_k(n) = f_k(n) = p_0(n) \exp\left\{i \frac{\pi}{2M} (2k+1)(n - \frac{N}{2})\right\},$$

[0017] 且 $n = 0 \dots N$ 和 $k = 0 \dots M-1$ ；通过所述滤波器组的分析部分过滤实数值的时域信号；修正从所述滤波获得的复数值子带信号；通过所述滤波器组的合成部分过滤所述修正的复数值子带信号；以及取复数值时域输出信号的实数部分，其中所述输出信号是从所述合成滤波获得的信号之和。

[0018] 根据本发明，还提供了一种用于估计从数字滤波器组获得的系数或子带信号的能量测量的装置，其特征在于：用于优化滤波器级数为 N ，不强迫具有完全再现特性的对称低通原型滤波器 $p_0(n)$ 的装置；用于通过复指数调制所述原型滤波器建立 M 通道的分析滤波器组的装置，其中所述滤波器组具有以下滤波器系数：

$$[0019] \quad h_k(n) = p_0(n) \exp\left\{i \frac{\pi}{2M} (2k+1)(n - \frac{N}{2})\right\},$$

[0020] 且 $n = 0, 1, \dots, N$ 和 $k = 0, 1, \dots, M-1$ ；用于通过所述滤波器组过滤实数值的时域信号的装置；以及用于计算从所述滤波获得的复数值子带信号的平方绝对值的装置。

[0021] 根据本发明，还提供了一种用于减小从修正通过数字滤波器组获得的系数或子带信号出现的混叠的装置，其特征在于：用于优化滤波器级数为 N ，不强迫具有完全再现特性的对称低通原型滤波器 $p_0(n)$ 的装置；用于通过复指数调制所述原型滤波器建立 M 通道的滤波器组的装置，其中所述滤波器组具有以下分析和合成滤波器系数：

$$[0022] \quad h_k(n) = f_k(n) = p_0(n) \exp\left\{i \frac{\pi}{2M} (2k+1)(n - \frac{N}{2})\right\},$$

[0023] 且 $n = 0, 1, \dots, N$ 和 $k = 0, 1, \dots, M-1$ ；用于通过所述滤波器组的分析部分过滤实数值的时域信号的装置；用于修正从所述滤波获得的复数值子带信号的装置；用于通过所述滤波器组的合成部分过滤所述修正的复数值子带信号的装置；以及用于取复数值时域输出信号的实数部分的装置，其中所述输出信号是从所述合成滤波获得的信号之和。

[0024] 根据本发明,还提供了一种用于过滤实数值的时域信号的分析滤波器组部分,其中所述滤波器组具有 M 个滤波器组通道,且所述通道具有从复指数调制对称的低通原型滤波器 $p_0(n)$ 出现的滤波器系数,所述原型滤波器 $p_0(n)$ 具有滤波器级数 N,其中所述滤波器系数是基于以下公式:

$$[0025] \quad h_k(n) = p_0(n) \exp\left\{i \frac{\pi}{2M} (2k+1)(n - \frac{N}{2})\right\},$$

[0026] 在此 k 指示信道索引, n 指示滤波器系数索引,而 $h_k(n)$ 指示属于索引 k 的滤波器组通道的索引 n 的复数值滤波器系数,其中 $n = 0, 1, \dots, N$ 和 $k = 0, 1, \dots, M-1$,其中所述低通原型滤波器的滤波器级数 N 高于 $2M-1$,其中 M 是在所述数字滤波器组中的通道数,或者其中所述优化所述低通原型滤波器是通过最小化以下复合目标函数 $\varepsilon_{\text{tot}}(a)$ 实现的:

$$[0027] \quad \varepsilon_{\text{tot}}(a) = a \varepsilon_t + (1-a) \varepsilon_a$$

[0028] 其中 a 是加权常数, ε_t 是通带误差,而 ε_a 是混叠误差,或者其中所述分析滤波器组部分用于在高频再现系统中估计能量测量,或者其中所述分析滤波器组部分在高频再现系统中用作包络调整滤波器组的一部分。

[0029] 根据本发明,还提供了一种用于过滤复数值的子带信号的合成滤波器组部分,其中所述滤波器组具有 M 个滤波器组通道,且所述通道具有从复指数调制对称的低通原型滤波器 $p_0(n)$ 出现的滤波器系数,所述原型滤波器 $p_0(n)$ 具有滤波器级数 N,其中所述滤波器系数为:

$$[0030] \quad f_k(n) = p_0(n) \exp\left\{i \frac{\pi}{2M} (2k+1)(n - \frac{N}{2})\right\},$$

[0031] 在此 k 指示信道索引, n 指示滤波器系数索引,而 $f_k(n)$ 指示属于索引 k 的滤波器组通道的索引 n 的复数值滤波器系数,其中 $n = 0, 1, \dots, N$ 和 $k = 0, 1, \dots, M-1$,还包括用于添加从滤波器组通道输出的信号以获得复数值时域信号的装置,以及用于取所述实数部分以获得实数值时域输出信号的装置,其中所述低通原型滤波器的滤波器级数 N 高于 $2M-1$,其中 M 是在所述数字滤波器组中的通道数,或者其中所述优化所述低通原型滤波器是通过最小化以下复合目标函数 $\varepsilon_{\text{tot}}(a)$ 实现的:

$$[0032] \quad \varepsilon_{\text{tot}}(a) = a \varepsilon_t + (1-a) \varepsilon_a$$

[0033] 其中 a 是加权常数, ε_t 是通带误差,而 ε_a 是混叠误差,或者其中所述合成滤波器组部分在高频再现系统中用作包络调整滤波器组的一部分。

[0034] 根据本发明,还提供了一种使用用于过滤实数值的时域信号的分析滤波器组部分的分析滤波方法,其中所述滤波器组具有 M 个滤波器组通道,且所述通道具有从复指数调制对称的低通原型滤波器 $p_0(n)$ 出现的滤波器系数,所述原型滤波器 $p_0(n)$ 具有滤波器级数 N,其中所述滤波器系数是基于:

$$[0035] \quad h_k(n) = p_0(n) \exp\left\{i \frac{\pi}{2M} (2k+1)(n - \frac{N}{2})\right\},$$

[0036] 在此 k 指示信道索引, n 指示滤波器系数索引,而 $h_k(n)$ 指示属于索引 k 的滤波器组通道的索引 n 的复数值滤波器系数,其中 $n = 0, 1, \dots, N$ 和 $k = 0, 1, \dots, M-1$,其中所述低通原型滤波器的滤波器级数 N 高于 $2M-1$,其中 M 是在所述数字滤波器组中的通道数,或者其中所述优化所述低通原型滤波器是通过最小化以下复合目标函数 $\varepsilon_{\text{tot}}(a)$ 实现的:

$$[0037] \quad \varepsilon_{\text{tot}}(a) = a \varepsilon_t + (1-a) \varepsilon_a$$

[0038] 其中 a 是加权常数, ε_t 是通带误差, 而 ε_a 是混叠误差, 或者其中所述分析滤波器组部分用于在高频再现系统中估计能量测量, 或者其中所述分析滤波器组部分在高频再现系统中用作包络调整滤波器组的一部分。

[0039] 根据本发明, 还提供了一种使用用于过滤复数值的子带信号的合成滤波器组部分的合成滤波方法, 其中所述滤波器组具有 M 个滤波器组通道, 且所述通道具有从复指数调制对称的低通原型滤波器 $p_0(n)$ 出现的滤波器系数, 所述原型滤波器 $p_0(n)$ 具有滤波器级数 N , 其中所述滤波器系数是基于以下公式:

$$[0040] \quad f_k(n) = p_0(n) \exp\left\{i \frac{\pi}{2M} (2k+1)(n - \frac{N}{2})\right\},$$

[0041] 在此 k 指示信道索引, n 指示滤波器系数索引, 而 $f_k(n)$ 指示属于索引 k 的滤波器组通道的索引 n 的复数值滤波器系数, 其中 $n = 0, 1, \dots, N$ 和 $k = 0, 1, \dots, M-1$, 还包括用于添加从滤波器组通道输出的信号以获得复数值时域信号的装置, 以及用于取所述实数部分以获得实数值时域输出信号的装置, 其中所述低通原型滤波器的滤波器级数 N 高于 $2M-1$, 其中 M 是在所述数字滤波器组中的通道数, 或者其中所述优化所述低通原型滤波器是通过最小化以下复合目标函数 $\varepsilon_{\text{tot}}(a)$ 实现的:

$$[0042] \quad \varepsilon_{\text{tot}}(a) = a \varepsilon_t + (1-a) \varepsilon_a$$

[0043] 其中 a 是加权常数, ε_t 是通带误差, 而 ε_a 是混叠误差, 或者其中所述合成滤波器组部分在高频再现系统中用作包络调整滤波器组的一部分。

[0044] 本发明最吸引人的应用是改进各种数字均衡器, 自适应滤波器, 多频带压扩器和用于 HFR 系统的自适应包络调整滤波器组。

附图说明

[0045] 现在借助不限制本发明的范围和精神的示例, 参考附图描述本发明, 其中:

[0046] 图 1 示意了数字滤波器组的分析和合成部分;

[0047] 图 2 是余弦调制滤波器组的复合混叠分量矩阵的大小;

[0048] 图 3 是复指数调制滤波器组的复合混叠分量矩阵的大小;

[0049] 图 4 示意了在为带通滤波器响应调整的余弦调制滤波器组中所想要的项和主混叠项;

[0050] 图 5 示意了对于复指数调制滤波器组的不同实现的混叠增益项的衰减;

[0051] 图 6 示意了根据本发明的复指数调制滤波器组系统的分析部分; 以及

[0052] 图 7 示意了根据本发明的复指数调制滤波器组系统的合成部分。

具体实施方式

[0053] 应理解的是, 本发明可应用于结合除本专利明确提到之外的数字滤波器组的一系列实现。

[0054] 数字滤波器组

[0055] 数字滤波器组是共用公共输入端或公共输出端的两个或多个并行数字滤波器的集合 (“多速率系统和滤波器组” P. P. Vaidyanathan Prentice Hall: Englewood Cliffs, NJ,

1993)。当公用公共输入端时,滤波器组被称为分析滤波器组。分析组将输入信号分割为 M 个称为子带信号的独立信号。分析滤波器表示为 $H_k(z)$, 其中 $k = 0 \dots M-1$ 。当子带信号的抽样因子为 M 时分析滤波器被临界抽样 (或最高抽样)。每单位时间子带抽样的总数就等于输入信号每单位时间的抽样数。合成组将这些子带信号组合为公共的输出信号。合成滤波器表示为 $F_k(z)$, 其中 $k = 0 \dots M-1$ 。图 1 示意了具有 M 个通道 (子带) 的最高抽样滤波器组。分析部分 101 产生信号 $V_k(z)$, 其构成从将输入信号 $X(z)$ 发送、存储或修正的信号。合成部分 102 重组信号 $V_k(z)$ 为输出信号 $\hat{X}(z)$ 。

[0056] 重组 $V_k(z)$ 以获得原信号 $X(z)$ 的近似值 $\hat{X}(z)$ 容易出现多个差错。其中一个误差就是混叠, 这是因抽样和插入子带造成的。其它误差为相位和幅度失真。

[0057] 按照图 1 的符号表示法, 分析滤波器 $H_k(z)$ 103 的输出为:

$$[0058] \quad X_k(z) = H_k(z)X(z) \quad (1)$$

[0059] 其中 $k = 0 \dots M-1$ 。抽样器 104 给出以下输出:

$$[0060] \quad V_k(z) = \frac{1}{M} \sum_{l=0}^{M-1} X_k(z^{1/M}W^l) = \frac{1}{M} \sum_{l=0}^{M-1} H_k(z^{1/M}W^l)X(z^{1/M}W^l) \quad (2)$$

[0061] 其中 $W = e^{-i2\pi/M}$ 。内插器 105 的输出由以下公式给出:

$$[0062] \quad U_k(z) = V_k(z^M) = \frac{1}{M} \sum_{l=0}^{M-1} H_k(zW^l)X(zW^l) \quad (3)$$

[0063] 而从合成滤波器 106 获得的信号之和可书写为:

$$[0064] \quad \hat{X}(z) = \sum_{k=0}^{M-1} F_k(z)U_k(z) = \sum_{k=0}^{M-1} F_k(z) \frac{1}{M} \sum_{l=0}^{M-1} H_k(zW^l)X(zW^l) = (4)$$

$$[0065] \quad = \frac{1}{M} \sum_{l=0}^{M-1} X(zW^l) \sum_{k=0}^{M-1} H_k(zW^l)F_k(z) = \frac{1}{M} \sum_{l=0}^{M-1} X(zW^l)A_l(z)$$

[0066] 其中

$$[0067] \quad A_l(z) = \sum_{k=0}^{M-1} H_k(zW^l)F_k(z) \quad (5)$$

[0068] 是第 l 个混叠项 $X(zW^l)$ 的增益。公式 (4) 可书写为:

$$[0069] \quad \hat{X}(z) = \frac{1}{M} \left\{ X(z)A_0(z) + \sum_{l=1}^{M-1} X(zW^l)A_l(z) \right\} \quad (6)$$

[0070] 右手边 (RHS) 的最后和构成所有不想要的混叠项之和。消除所有混叠, 即, 借助正确选择 $H_k(z)$ 和 $F_k(z)$ 使这个和为 0, 给出以下公式:

$$[0071] \quad \hat{X}(z) = \frac{1}{M} X(z)A_0(z) = \frac{1}{M} X(z) \sum_{k=0}^{M-1} H_k(z)F_k(z) = X(z)T(z) \quad (7)$$

[0072] 其中

$$[0073] \quad T(z) = \frac{1}{M} \sum_{k=0}^{M-1} H_k(z)F_k(z) \quad (8)$$

[0074] 为总的传输函数或失真函数。选择合成滤波器 $F_k(z)$, 以便

$$[0075] \quad F_k(z) = z^{-N}H_k(z) \quad (9)$$

[0076] 其中 N 为分析滤波器的级数, 导致产生以下述传输函数:

$$[0077] \quad T(z) = \frac{1}{M} \sum_{k=0}^{M-1} H_k(z) F_k(z) = \frac{z^{-N}}{M} \sum_{k=0}^{M-1} H_k(z) \bar{H}_k(z) \quad (10)$$

[0078] 符号 $H(z)$ 是时间反转和复数卷积的序列 $h_k(n)$ 的 Z 变换。公式 (10) 在单位圆上求值得到：

$$[0079] \quad T(e^{j\omega}) = \frac{e^{-j\omega N}}{M} \sum_{k=0}^{M-1} H_k(e^{j\omega}) H_k^*(e^{-j\omega}) = \frac{e^{-j\omega N}}{M} \sum_{k=0}^{M-1} |H_k(e^{j\omega})|^2 \quad (11)$$

[0080] 公式 (11) 表示 $T(z)$ 具有线性相位，因此没有相位失真。此外，如果 RHS 上的最后和为常数，则没有幅度失真。总的传输函数在此情况下只是具有常比例因子 c 的延迟，即：

$$[0081] \quad T(z) = cz^{-N} \quad (12)$$

[0082] 将其代入公式 (7) 得到：

$$[0083] \quad \hat{X}(z) = cz^{-N} X(z) \quad (13)$$

[0084] 满足公式 (13) 的滤波器的类型就称为具有完全再现 (PR) 特性。

[0085] 余弦调制滤波器组

[0086] 在余弦调制滤波器组中，分析滤波器 $h_k(n)$ 为对称的低通原型滤波器 $p_0(n)$ 的余弦调制模型：

$$[0087] \quad h_k(n) = 2p_0(n) \cos\left\{\frac{\pi}{2M}(2k+1)\left(n - \frac{N}{2} - \frac{M}{2}\right)\right\} \quad (14)$$

[0088] 其中 M 为通道数， $k = 0 \dots M-1$ ， N 为原型滤波器级数，且 $n = 0 \dots N$ 。实数值的原型滤波器系数之和假设为 1：

$$[0089] \quad \sum_{n=0}^N p_0^2(n) = 1 \quad (15)$$

[0090] 按照相同符号，合成滤波器由以下公式给出：

$$[0091] \quad f_k(n) = 2p_0(N-n) \cos\left\{\frac{\pi}{2M}(2k+1)\left(n - \frac{N}{2} + \frac{M}{2}\right)\right\} \quad (16)$$

[0092] 分析滤波器组为实数值的输入信号产生实数值的子带抽样。子带抽样向下抽样的系数为 M ，这使得系统被临界抽样。根据原型滤波器的选择，滤波器组可构成接近完全的再现系统，即所谓的伪 QMF 组 (US5436940)，或完全再现 (PR) 系统。PR 系统的一个例子是调制 lapped 变换 (MLT) (“用于高效变换 / 子带编码的 lapped 变换”H. S. Malvar, IEEE Trans ASSP, vol. 38, no. 6, 1990)。选择调制的一个固有特性是每个滤波器具有两个通带；一个在正频率范围，而一个对应通带在负频率范围。

[0093] 公式 (5) 以矩阵形式可书写为：

$$[0094] \quad a = Hf \quad (17)$$

[0095] 或具体为：

[0096]

$$\begin{bmatrix} A_0(z) \\ A_1(z) \\ \vdots \\ A_{M-1}(z) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} H_0(z) & H_1(z) & \cdots & H_{M-1}(z) \\ H_0(Wz) & H_1(Wz) & & H_{M-1}(Wz) \\ & & \ddots & \\ & & & \\ H_0(W^{M-1}z) & H_1(W^{M-1}z) & \cdots & H_{M-1}(W^{M-1}z) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_0(z) \\ F_1(z) \\ \vdots \\ F_{M-1}(z) \end{bmatrix} \quad (18)$$

[0097] 矩阵 H 称为混叠分量 (AC) 矩阵。为更好地分析这个公式, f 可书写为:

[0098]

$$\begin{bmatrix} F_0(z) \\ F_1(z) \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ F_{M-1}(z) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} F_0(z) & 0 & \cdot & \cdot & \cdot & 0 \\ 0 & F_1(z) & & & & \cdot \\ \cdot & & \cdot & & & \cdot \\ \cdot & & & \cdot & & \cdot \\ \cdot & & & & \cdot & 0 \\ 0 & \cdot & \cdot & \cdot & 0 & F_{M-1}(z) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ 1 \end{bmatrix} \quad (19)$$

[0099] 或压缩为:

$$[0100] \quad f = Fe \quad (20)$$

[0101] 将公式 (20) 代入公式 (17), 混叠增益可书写为 $a = HFe$, 其中乘积

$$[0102] \quad HF = U \quad (21)$$

[0103] 为 $M \times M$ 矩阵, 在此称为复合混叠分量矩阵。

[0104] 对于余弦调制系统来说, 在复合混叠分量矩阵中最重要的项为第一行和四个对角线。图 2 的三维图示意了在这个矩阵中各个分量的大小。第一行拥有来自传输函数的项, 公式 (8), 而四个对角线主要包括主混叠项, 即, 因滤波器和它们最近的邻居之间的重叠导致的混叠。很容易看到, 主混叠项是从具有正通带的频率调制形式的滤波器正通带, 或相对, 具有负通带的频率调制形式的滤波器负通带之间的频率重叠出现的。将复合混叠分量矩阵中各行的项累加, 即, 计算混叠增益, 结果能消除主混叠项。混叠是以成对方式被消除的, 其中第一主混叠项被同一行中的第二主混叠项消除。在主混叠项上叠加的是其它较小的混叠项。如果原型滤波器的特性使得滤波器的过渡带和阻带与它们的调制模型有大量重叠, 则这些混叠项将很大。举例来说, 第二和最后一行包括因滤波器与它们最近的调制模型重叠导致的混叠项。对于 PR 系统来说, 当累加各项求混叠增益时这些较小的混叠项也完全消除。然而在伪 QMF 系统中, 这些项仍然存在。

[0105] 复指数调制滤波器组

[0106] 根据本发明扩展余弦调制为复指数调制产生以下分析滤波器 $h_k(n)$:

$$[0107] \quad h_k(n) = p_0(n) \exp \left\{ i \frac{\pi}{2M} (2k+1) \left(n - \frac{N}{2} - \frac{M}{2} \right) \right\} \quad (22)$$

[0108] 利用与之前相同的符号, 这可视为向实数值滤波器组添加一个虚数部分, 其中虚数部分由同一原型滤波器的正弦调制模型构成。考虑实数值的输入信号, 从滤波器组的输出可被解释为一组子带信号, 其中实数和虚数部分为相互之间的希耳伯特 (Hilbert) 变换。所产生的子带因此为从余弦调制滤波器组获得的实数值输出的分析信号。因此, 由于用复数值表示, 子带信号过抽样 (oversample) 系数为 2。

[0109] 合成滤波器以下述的相同方式被扩展：

$$[0110] \quad f_k(n) = p_0(N-n) \exp\left\{i \frac{\pi}{2M}(2k+1)\left(n - \frac{N}{2} + \frac{M}{2}\right)\right\} \quad (23)$$

[0111] 公式 (22) 和 (23) 暗示, 从合成组的输出为复数值。利用矩阵符号, 其中 C_a 为具有来自公式 (14) 的分析滤波器的矩阵, 而 S_a 为具有以下滤波器的矩阵：

[0112]

$$h_k(n) = p_0(n) \sin\left\{\frac{\pi}{2M}(2k+1)\left(n - \frac{N}{2} - \frac{M}{2}\right)\right\} \quad (24)$$

[0113] 获得公式 (22) 的滤波器为 $C_a + jS_a$ 。在这些矩阵中, k 为行索引, 而 n 为列索引。类似地, 矩阵 C_s 具有来自公式 (16) 的合成滤波器, 而 S_s 是具有以下滤波器的矩阵。

$$[0114] \quad f_k(n) = p_0(N-n) \sin\left\{\frac{\pi}{2M}(2k+1)\left(n - \frac{N}{2} + \frac{M}{2}\right)\right\} \quad (25)$$

[0115] 公式 (23) 因此可写为 $C_s + jS_s$, 其中 k 为列索引, 而 n 为行索引。为表示输入信号 x , 从以下公式找到输出信号 y ：

$$[0116] \quad y = (C_s + jS_s)(C_a + jS_a)x = (C_s C_a - S_s S_a)x + j(C_s S_a + S_s C_a)x \quad (26)$$

[0117] 从公式 (26) 可看出, 实数部分包括两项: 从普通的余弦调制滤波器组的输出, 以及从正弦调制滤波器组的输出。很容易验证, 如果余弦调制滤波器组具有 PR 特性, 则其正弦调制模型, 在改变符号后, 也构成 PR 系统。因此, 通过采用输出的实数部分, 复指数调制系统提供与对应的余弦调制模型相同的再现精度。

[0118] 复指数调制系统可扩展为也能处理复数值的输入信号。通过扩展通道数为 $2M$, 即, 增加滤波器的负频率, 并保持输出信号的虚数部分, 可获得用于复数值信号的伪 QMF 或 PR 系统。

[0119] 分析来自公式 (21) 的复合混叠分量矩阵, 对于复指数调制滤波器组主混叠对角线变为零。这很容易理解, 因为复指数调制滤波器组对每个滤波器只有一个通带。换言之, 滤波器组没有主混叠项, 并且不依赖上述的成对混叠消除。复合混叠分量矩阵仅在第一行有重要项。图 3 示出了在所产生的矩阵中分量的大小。根据原型滤波器的特性, 行 1 至行 $M-1$ 的项或多或少被衰减。没有主混叠项使得混叠消除受复指数调制模型中废弃的余弦 (或正弦) 调制滤波器组的约束。因此分析和合成滤波器均可从以下找到：

$$[0120] \quad h_k(n) = f_k(n) = p_0(n) \exp\left\{i \frac{\pi}{2M}(2k+1)\left(n - \frac{N}{2}\right)\right\} \quad (27)$$

[0121] 由于对于对称原型滤波器, $p_0(n) = p_0(N-n)$ 。如同前面一样, M 为通道数, $k = 0 \dots M-1$, N 为原型滤波器级数, 且 $n = 0 \dots N$ 。

[0122] 参考公式 (4), 输出信号 $\hat{x}(n)$ 的实数部分的 Z 变换为：

$$[0123] \quad \mathbf{Z}\{\text{Re}(\hat{x}(n))\} = \hat{\mathbf{X}}_R(\mathbf{z}) = \frac{\hat{\mathbf{X}}(\mathbf{z}) + \hat{\mathbf{X}}^*(\mathbf{z})}{2} \quad (28)$$

[0124] 符号 $\hat{\mathbf{X}}^*(\mathbf{z})$ 是复数卷积序列 $\hat{x}(n)$ 的 Z 变换。从公式 (4) 可得到, 输出信号的实数部分的变换为：

$$[0125] \quad 2M\hat{\mathbf{X}}_R(\mathbf{z}) = \sum_{l=0}^{M-1} (X(\mathbf{z}W^l)A_l(\mathbf{z}) + X(\mathbf{z}W^{-l})A_l^*(\mathbf{z})) \quad (29)$$

[0126] 其中输入信号 $x(n)$ 通常为实数值。公式 (29) 在处理后可书写为：

$$\begin{aligned}
 [0127] \quad & 2M\hat{X}_R(z) = X(z)\{A_0(z) + A_0^*(z)\} + \\
 [0128] \quad & + X(-z)\{A_{M/2}(z) + A_{M/2}^*(z)\} + \\
 [0129] \quad & + \sum_{l=1}^{M/2-1} X(zW^l)\{A_l(z) + A_{M-l}^*(z)\} + \\
 [0130] \quad & + \sum_{l=1}^{M/2-1} X(zW^{-l})\{A_{M-l}(z) + A_l^*(z)\}
 \end{aligned} \tag{30}$$

[0131] 通过检查公式 (30)，以及再调用公式 (28) 的变换，显然 $a_0(n)$ 的实数部分对 PR 系统必须为狄拉克 (dirac) 脉冲。此外， $a_{M/2}(n)$ 的实数部分必须为 0，而且混叠增益， $l = 1 \dots M/2-1$ ，必须满足：

$$[0132] \quad A_{M-l}(z) = -A_l^*(z) \tag{31}$$

[0133] 在伪 QMF 系统中，公式 (31) 仅大致适用。此外， $a_0(n)$ 的实数部分并不完全为狄拉克 (dirac) 脉冲， $a_{M/2}(n)$ 的实数部分也不完全为 0。

[0134] 修正子带信号

[0135] 改变余弦调制滤波器组中通道的增益，即，利用分析 / 合成系统作为均衡器，导致因主混叠项产生的严重失真。假定我们的目的是为带通响应调整八道滤波器组，其中除了第二和第三通道所有子带信号被设置为 0。来自公式 (21) 的复合混叠分量矩阵于是为 8×8 矩阵，其中除了第二和第三列的元素，所有元素为 0 (图 4)。如图所示，还剩下 7 个大的混叠项。来自行三和行五的混叠将被消除，因为在这些行中主混叠项具有相同增益，即，成对消除是有意安排的。然而在行二、四和六，只有一个混叠项，因为它们对应的混叠项具有零增益。混叠消除因此不是有意安排的，而且输出信号中的混叠将很大。

[0136] 从这个例子显然可看出，当利用复指数调制的滤波器组作为均衡器时能实现很大改进。图 4 描绘的 8 道系统具有 128 级的原型滤波器。在上面的均衡器例子中总的混叠衰减只是 16dB。转到复指数调制得到 95dB 的混叠衰减。由于不存在主混叠项，所产生的混叠只依赖于从滤波器和它们的调制模型之间的重叠产生的混叠项的抑制。因此设计原型滤波器以最大化抑制混叠增益项非常重要。在单位圆上计算的公式 (30) 的 RHS 第一项给出传输函数的误差能量 e_t 为：

$$[0137] \quad e_t = \frac{1}{4\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \left(\left| \frac{A_0(e^{j\omega}) + A_0^*(e^{-j\omega})}{2M} \right| - 1 \right)^2 d\omega \tag{32}$$

[0138] 通过在单位圆上计算公式 (30) 的 RHS 所有剩余项可计算总混叠能量 e_a 为：

$$\begin{aligned}
 [0139] \quad & e_a = \frac{1}{8\pi M^2} \int_{-\pi}^{\pi} |A_{M/2}(e^{j\omega}) + A_{M/2}^*(e^{-j\omega})|^2 d\omega + \\
 [0140] \quad & + \frac{1}{8\pi M^2} \sum_{l=1}^{M/2-1} \int_{-\pi}^{\pi} \left\{ |A_l(e^{j\omega}) + A_{M-l}^*(e^{-j\omega})|^2 + \right. \\
 [0141] \quad & \left. + |A_{M-l}(e^{j\omega}) + A_l^*(e^{-j\omega})|^2 \right\} d\omega
 \end{aligned} \tag{33}$$

[0142] 由于对称，公式 (9) 而且

$$[0143] \quad P_0(z) = z^{-N}P_0(z) \tag{34}$$

[0144] 在公式 (33) 求和的花括号内的项相等。总混叠能量因此具有 $M/2-1$ 项：

$$[0145] \quad \varepsilon_a = \frac{1}{8\pi M^2} \int_{-\pi}^{\pi} \left| A_{M/2}(e^{j\omega}) + A_{M/2}^*(e^{-j\omega}) \right|^2 d\omega + (35)$$

$$[0146] \quad + \frac{1}{4\pi M^2} \sum_{l=1}^{M/2-1} \int_{-\pi}^{\pi} \left| A_l(e^{j\omega}) + A_{M-l}^*(e^{-j\omega}) \right|^2 d\omega$$

[0147] 最小化混叠增益项是通过优化原型滤波器实现的。这是优选通过利用标准非线性优化算法最小化复合目标函数实现的,例如 Downhill Simplex 方法(“在 C 的数字方法,计算科学技术第二版”,W. H. Press, S. A. Teukolsky, W. T. Vetterling, B. P. Flannery, Cambridge University Press, NY, 1992)。对于根据本发明的原型滤波器的混叠项最小化(ATM),目标函数像以下公式:

$$[0148] \quad \varepsilon_{\text{tot}}(a) = a \varepsilon_t + (1-a) \varepsilon_a \quad (36)$$

[0149] 在优化期间,当计算 ε_a 时将随机量化曲线应用于滤波器组,即分析和合成滤波器乘以增益系数 g_k :

$$[0150] \quad H_k^{(eq)}(z) = g_k H_k(z) \quad \text{and} \quad F_k^{(eq)}(z) = g_k F_k(z) \quad (37)$$

[0151] 并且在计算混叠增益项 $A_k(z)$ 时, $k = 1 \dots M-1$, 利用所得到的滤波器 $H_k^{(eq)}$ 和 $F_k^{(eq)}$, $k = 0 \dots M-1$ 。

[0152] 在图 5 中,比较五个不同复指数调制系统的混叠增益。其中 4 个为 8 通道系统,而 1 个为 64 通道系统。所有这些系统都具有 128 的原型滤波器长度。点线和带星号的实线示意两个伪 QMF 系统的混叠分量,其中一个被混叠项最小化。短划线和短划-点线为两个 8 通道完全再现系统的分量,其中一个系统也被混叠项最小化。实线是复指数调制 lapped 变换 (MLT) 的混叠分量。根据上面的例子为带通响应调整所有这些系统,结果如表 1 所示。总混叠的抑制可计算为公式 (33) 的逆。通带平坦性可计算为公式 (32) 的逆,其具有为带通响应调整的积分间隔。

[0153] 表 1

[0154]

系统	总混叠的抑制	通带平坦性
8 通道伪 QMF ATM $N = 128$	114.7dB	98.1dB
8 通道伪 QMF $N = 128$	95.4dB	87.6dB
8 通道 PR ATM $N = 127$	77.3dB	132.7dB
8 通道 PR $N = 127$	55.0dB	93.6dB
64 通道 MLT $N = 127$	38.5dB	87.1dB

[0155] 从表 1 的数字可看出,当从 64 通道 MLT 移动到 8 通道 PR 系统时可实现很大改进。MLT 是完全再现系统,而且每个多相分量只具有 $(N+1)/2M = 1$ 个系数。8 通道 PR 系统的系数数为 $128/16 = 8$ 。这使得滤波器具有较高的阻带衰减和较高的混叠项抑制。此外,可看出,PR 系统的混叠项最小化能抑制混叠并大大提高通带平坦性。比较伪 QMF 系统和 PR 系统,显然在几乎保持带通平坦性的同时混叠抑制提高 40dB。当最小化混叠项时,另外抑制混叠大约 20dB,提高通带平坦性 10dB。因此,显然完全再现约束对在均衡系统中使用的滤波器加以限制。伪 QMF 系统总是能设计用于足够的再现精度,因为所有实际的数字实现在数字表示中只有有限的分辨率。对于伪 QMF 和 PR 系统来说,显然最佳系统是建立在大量抑制阻带的原型滤波器上的。这加强了相对长度比 MLT 中使用的窗口更长的原型滤波器的使用。

[0156] 复指数调制系统的最大优点是,由于子带信号构成从余弦调制滤波器组获得的实数值子带信号的分析信号,因此很容易计算瞬时能量。这在例如自适应滤波器,自动增益控制 (AGC),在多频带压扩器以及在频带复制系统 (SBR) 中是很有价值的特征,在此滤波器组用于频谱包络调整。子带 k 内的平均能量可计算为:

$$[0157] \quad E_k(m) = \sum_{n=-L+1}^{L-1} |v_k(mL+n)|^2 w(n) \quad (38)$$

[0158] 其中 $v_k(n)$ 是通道 k 的子带抽样,而 $w(n)$ 是以 $n=0$ 为中心长 $2L-1$ 的窗口。这种测量接着可用作自适应或增益计算算法的输入参数。

[0159] 实际实现

[0160] 利用标准 PC 或 DSP,可实现复指数调制滤波器组的实时操作。滤波器组也可被硬编码到定制芯片上。图 6 示意了复指数调制滤波器组系统的分析部分的有效实现的结构。模拟输入信号首先被送入 A/D 变换器 601。数字时域信号被送入移位寄存器 602,其每次保存 $2M$ 个抽样移位 M 个抽样。来自移位寄存器的信号接着被原型滤波器 603 的多相系数滤波。经滤波的信号被随后组合 604,并被 DCT-IV 605 和 DST-IV 606 变换并行变换。从正弦和余弦变换的输出分别构成子带抽样的实数和虚数部分。子带抽样的增益根据当前频谱包络调整器设置 607 被修正。

[0161] 图 7 示意了复指数调制系统的合成部分的有效实现。子带抽样首先乘以复指数旋转系数 701,实数部分用 DVT-IV 702 调制,而虚数部分用 DST-IV 703 变换调制。从变换器的输出被组合 704,并通过原型滤波器 705 的多相组件馈送。从移位寄存器 706 获得时域输出信号。最后,数字输出信号被转换回模拟波形 707。

[0162] 上述的实施例仅仅示意根据本发明的复指数调制滤波器组系统的原理。应理解的是,本领域的技术人员清楚在此描述的方案和细节的修改和变化。因此,本发明仅受随后的专利权利要求书的范围限制,而不受借助在此对实施例的说明和解释所提供的特定细节的限制。

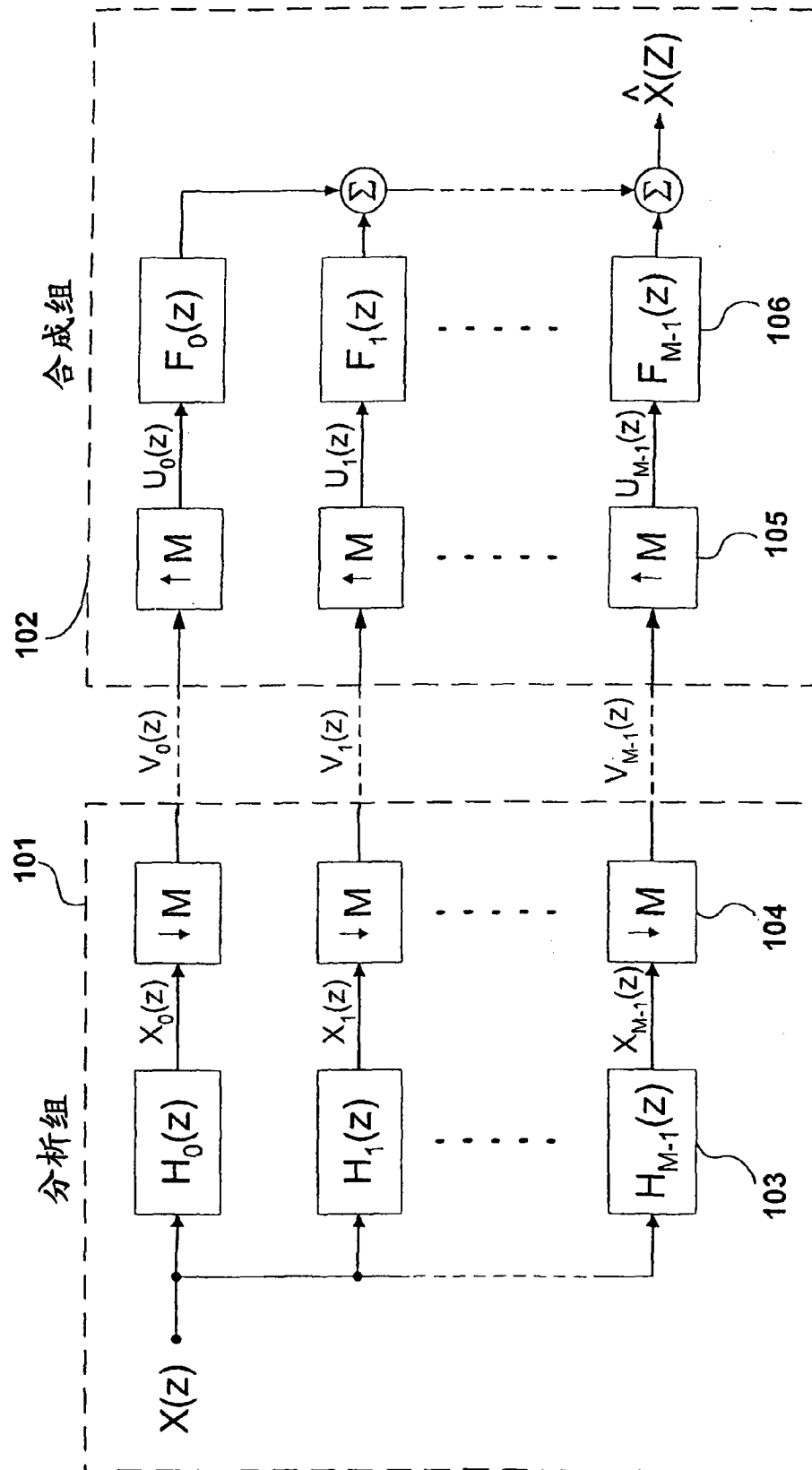


图 1

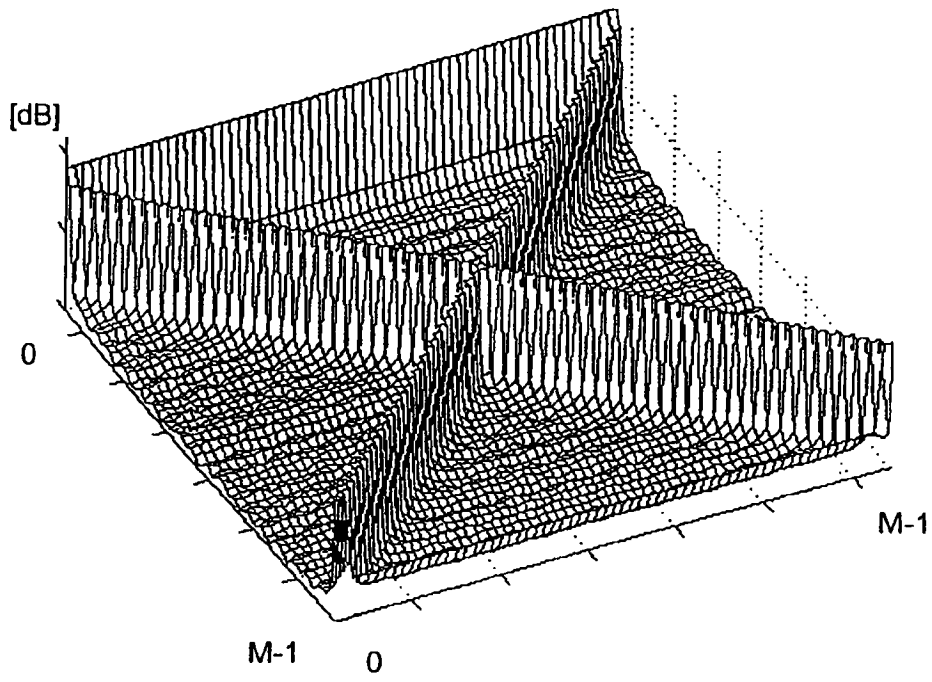


图 2

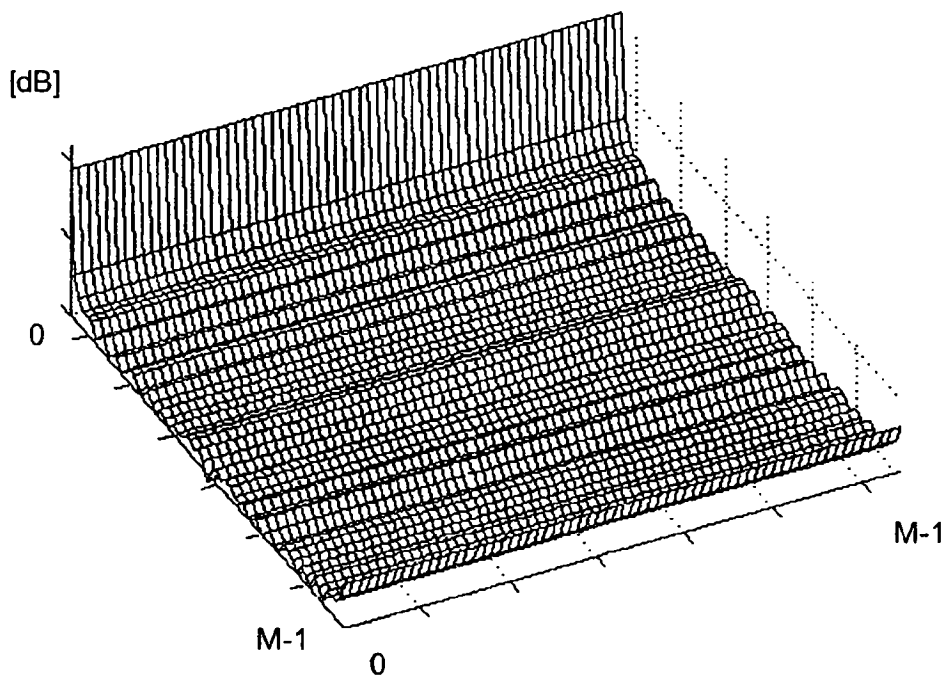


图 3

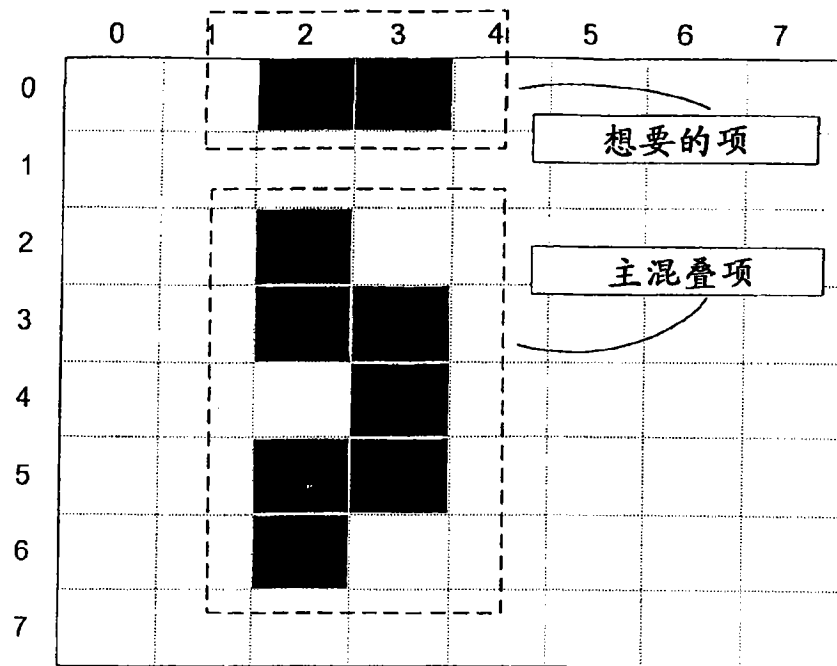


图 4

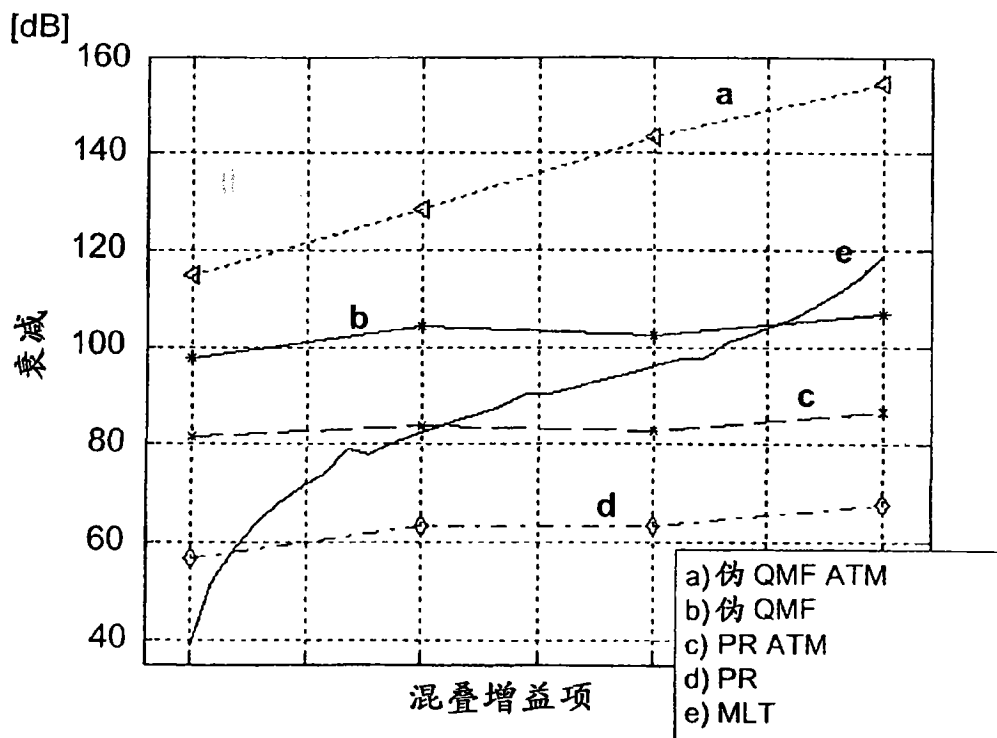


图 5

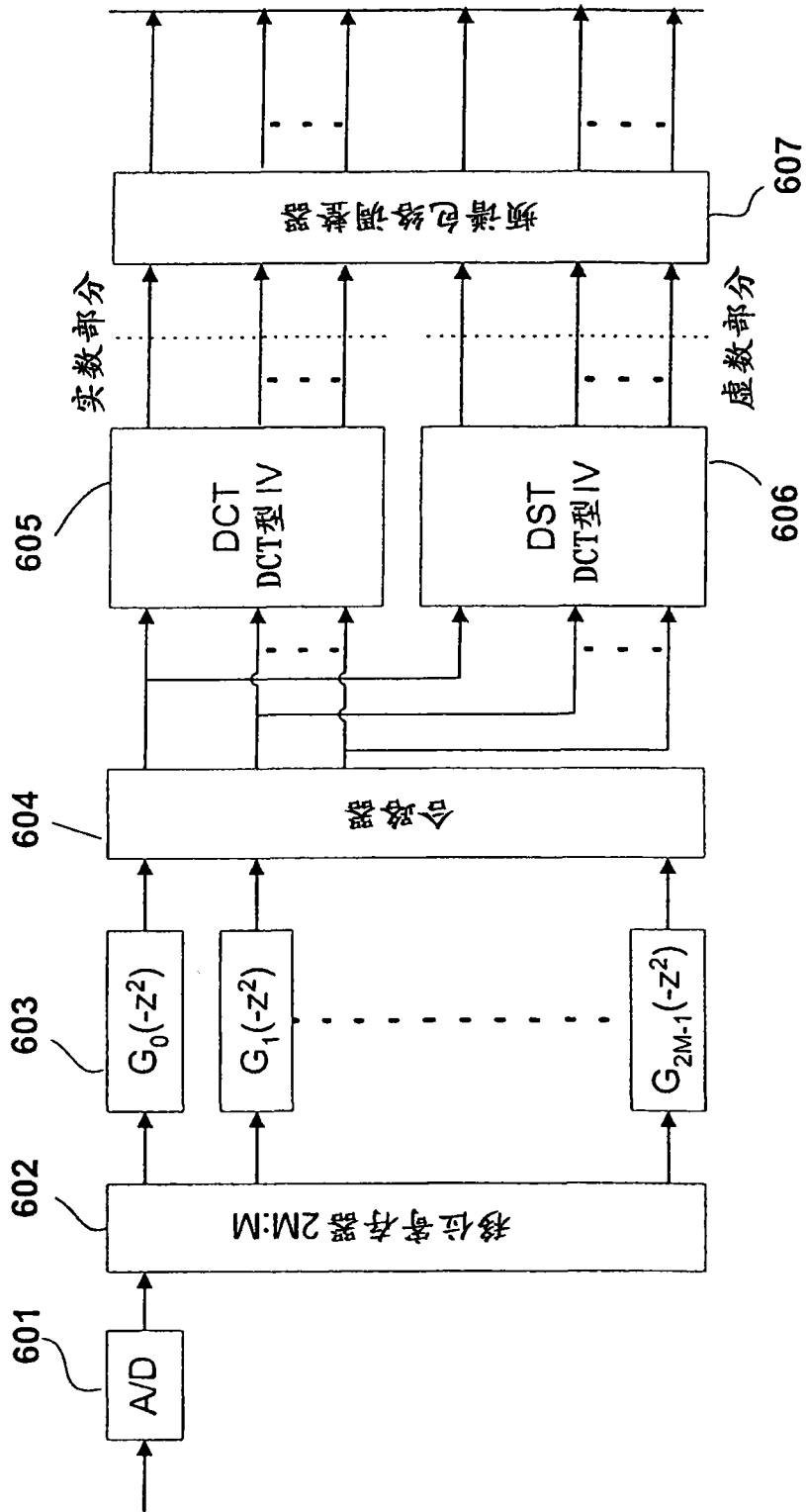


图 6

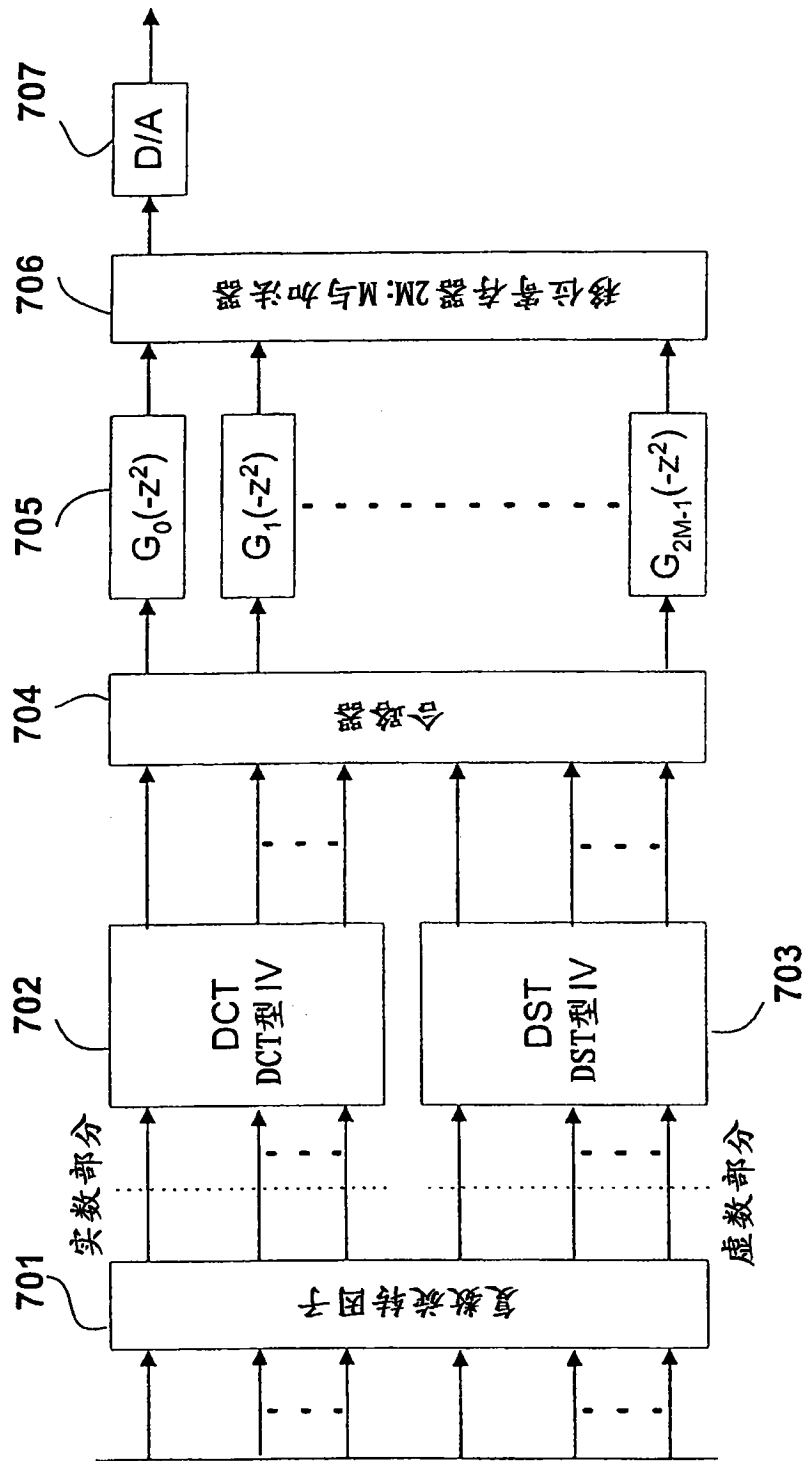


图 7