

[19] 中华人民共和国国家知识产权局

[51] Int. Cl.

H03H 17/06 (2006.01)



[12] 发明专利说明书

专利号 ZL 200380105001.2

[45] 授权公告日 2009 年 5 月 6 日

[11] 授权公告号 CN 100486113C

[22] 申请日 2003.12.4

[21] 申请号 200380105001.2

[30] 优先权

[32] 2002.12.6 [33] EP [31] 02080103.1

[86] 国际申请 PCT/IB2003/005647 2003.12.4

[87] 国际公布 WO2004/054103 英 2004.6.24

[85] 进入国家阶段日期 2005.6.3

[73] 专利权人 NXP 股份有限公司

地址 荷兰艾恩德霍芬

[72] 发明人 A·A·M·L·布鲁克斯

A·A·C·M·卡克

[56] 参考文献

CN1035215A 1989.8.30

CN1165434A 1997.11.19

CN86100932A 1986.8.20

JP11-177447A 1999.7.2

US6347123B1 2002.2.12

广义镜像对称频率响应线性相位正交滤波器组. 陈力. 电子学报, 第 28 卷第 10 期. 2000

审查员 杭雪蒙

[74] 专利代理机构 中科专利商标代理有限责任公司

代理人 王波波

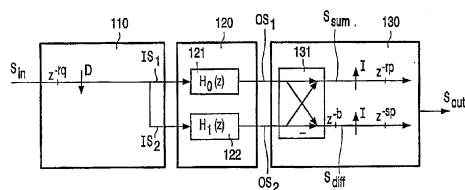
权利要求书 4 页 说明书 11 页 附图 7 页

[54] 发明名称

多速率滤波器以及显示系统和包括所述多速率滤波器的移动电话

[57] 摘要

根据本发明的多速率滤波器具有; a) 一个输入单元(10), 用来接收输入信号(S_{in}) 和提供多个中间信号(IS_1 , IS_2) 来响应所述的输入信号, b) 一个滤波器单元(20), 耦合到输入单元(10), c) 一个输出单元(30), 耦合到滤波器单元(20), 用来产生输出信号(S_{out})。滤波器单元(20) 包括至少第一和第二滤波器模块(21, 22), 它们分别具有传输函数 $H_0(z)$ 和传输函数 $H_1(z)$, 它们互相具有如下关系 $H_0(z) = c_0 (H_B(z) + M_{\alpha, \psi} H(z))$ 和 $H_1(z) = c_1 (H_B(z) + M_{\alpha, \psi} H(z))$, 其中 $M_{\alpha, \psi} H(z) = \alpha z^{-2\psi} H_B^*(z^{-1})$, 其中 $H_B[z]$ 是 $h_b[m]$ 的 z -变换。多速率滤波器包括混合单元(11), 耦合到所述滤波器模块(21, 22), 用来产生第一混合信号(S_{sum}) 和第二混合信号(S_{diff})。



1. 一种多速率滤波器，具有

- 一个输入单元，用来接收输入信号和提供多个中间信号来响应所述的输入信号，

- 一个滤波器单元，耦合到输入单元，

- 一个输出单元，耦合到滤波器单元，用来产生输出信号，

滤波器单元包括至少第一和第二滤波器模块，它们分别具有传输函数 $H_0(z)$ 和传输函数 $H_1(z)$ ，它们互相具有如下关系

$H_0(z) = c_0(H_B(z) + M_{\alpha,\psi}H(z))$ 和

$H_1(z) = c_1(H_B(z) - M_{\alpha,\psi}H(z))$ ，其中

$M_{\alpha,\psi}H(z) = \alpha z^{-2\psi} H_B^*(z^{-1})$ ，和其中

$H_B^*(z) = \sum H_B^*[m]z^{-m}$ ， $H_B(z)$ 是 $h_b[m]$ 的 z -变换，其中 $H_B(z)$ 是基础转换函数， $M_{\alpha,\psi}H(z)$ 是 $H_B(z)$ 的镜像版本，值 2ψ 是从 Z 中选出的整数值，值 α 是来自复数集合 C 的一个元素，

该多速率滤波器包括一个混合单元，它耦合到所述滤波器模块，用来产生第一混合信号和第二混合信号。

2. 根据权利要求 1 的多速率滤波器，其中

$$H_B(z) = H_{R,r}(z) = \sum_n h[Rn+r]z^{-n},$$

其中 $H(z)$ 是 $h[n]$ 的 z -变换。

3. 根据权利要求 2 的多速率滤波器，其中混合单元包括在输入单元中，并从所述的中间信号对中产生第一和第二混合信号，并且第一滤波器模块过滤第一混合信号，第二滤波器模块过滤第二混合信号。

4. 根据权利要求 2 的多速率滤波器，其中第一和第二滤波器模块各自过滤所述中间信号中的一个，并且混合单元包括在输出单元中，并从所述的第一和第二滤波器模块中产生第一和第二混合信号。

5. 根据权利要求 1 的多速率滤波器，其中

$$H_B(z) = H_{R,r_0}(z) + z^b H_{R,r_1}(z),$$

其中混合单元包括在输入单元中，并从所述的中间信号对产生第一和第二混合信号，第一滤波器模块过滤第一混合信号，第二滤波器模块过滤第二混合信号，其中滤波器单元包括具有转换函数 $H_2(z)$ 的第三滤波器模块和具有转换函数 $H_3(z)$ 的第四滤波器，它们具有以下关系

$$H_2(z) = c_2(H_B'(z) - M_{\alpha,\psi} H_B'(z)),$$

$$H_3(z) = c_3(H_B'(z) + M_{\alpha,\psi} H_B'(z)), \text{ 其中}$$

$$H_B'(z) = H_{R,n_0}(z) - z^b H_{R,n_1}(z),$$

第三和第四滤波器模块各自过滤第一混合信号和第二混合信号中的一个，滤波器包括更进一步的第一混合单元，用来产生第一辅助信号和第二辅助信号来回应第三滤波器模块和第四滤波器模块的输出信号，该滤波器包括更进一步的第二混合单元，用来从第一和第二辅助信号产生更进一步的第一和第二混合信号。

6. 一种图像处理装置，包括一个输入，用来接收图像数据，一个根据上述权利要求的其中之一的多速率滤波器，一个控制器，用来控制该滤波器，一个存储器，用来存储被可配置的滤波器所用的数据，和一个输出，用来给显示设备提供输出数据。

7. 一种移动电话，包括

- 一个接收器，用来从天线接收信息信号，
- 一个模数转换器，用来将信息信号转换为离散采样，
- 一个根据权利要求 1 到 5 中的一个的多速率滤波器，用来从接收的信号中过滤出转换的信号，
- 解调器，用来解调滤波器的输出信号，
- 一个信号解码器，用来对从解调器接收的输出信号执行信道解码操作，和
- 一个语音解码器，用来解压缩从信号解码器获得的语音信号，和提供输出信号给产生模拟输出信号的数模转换器。

8. 一种移动电话，包括

- 一个模数转换器，用来将模拟语音信号转换为数字语音信号，
- 一个语音编码器，用来压缩语音信号，和提供压缩的信号，

- 一个信号编码器, 用来对压缩的信号提供信道编码操作, 和提供信道信号,
- 一个调制器, 用来调制信道信号,
- 一个根据权利要求 1 到 5 中的一个的多速率滤波器, 用来过滤信道信号,
- 一个数模转换器, 用来将过滤的信道信号转换为模拟信号,
- 一个传输器, 用来传输模拟信号。

9. 设计如权利要求 1 到 5 所述的多速率滤波器的方法, 包括下面的步骤:

- a. 将对称滤波器 H 分解为多相部分 $H_{R:1}(z), \dots, H_{R:R-1}(z)$,
- b. 1. 指定部分 $H_{R:r1}$ 和 $H_{R:r2}$ 对, 它们是对称的, 它们共享一个公共输入, 并互相之间的关系是根据下面的公式 $H_{R:r2} = M_{\alpha; \psi}(H_{R:r1})$, 其中参数 α , ψ 对于各个对可以是不同的,
 - b. 2. 这样的部分 $H_{R:r1}$ 和 $H_{R:r2}$ 可以被下面的内容替换
 - 具有转换函数 $H_0 = H_{R:r1} + H_{R:r2}$ 的第一模块,
 - 具有转换函数 $H_1 = H_{R:r1} - H_{R:r2}$ 的第二模块, 其中第一和第二模块共享公共输入, 和
 - 混合单元, 用来从第一和第二模块的输出信号中产生第一和第二混合信号,
 - c. 1. 和/或指定部分 $H_{R:r1}$ 和 $H_{R:r2}$, 它们是对称的, 它们共享一个公共输出, 并互相之间的关系是根据下面的公式 $H_{R:r2} = M_{\alpha; \psi}(H_{R:r1})$, 其中参数 α , ψ 对于各个对可以是不同的,
 - c. 2. 各个这样的部分 $H_{R:r1}$ 和 $H_{R:r2}$ 可以被下面的内容替换
 - 具有转换函数 $H_0 = H_{R:r1} + H_{R:r2}$ 的第一模块,
 - 具有转换函数 $H_1 = H_{R:r1} - H_{R:r2}$ 的第二模块, 其中第一和第二模块共享公共输出, 和
 - 混合单元, 用来从第一和第二中间信号产生第一混合信号, 提供所述的混合信号给第三模块, 和用来从第一和第二中间信号产生第二混合信号, 提供所述的混合信号给第四模块,
 - d. 1. 和/或指定四连体部分, 它们是对称的, 并包括

- 第一对 $H_{R:r1}$, $H_{R:r2}$, 它们的关系是 $H_{R:r2} = M_{\alpha;\psi}(H_{R:r1})$
 - 第二对 $H_{R:r3}$, $H_{R:r4}$, 它们的关系是 $H_{R:r4} = M_{\alpha;\psi}(H_{R:r3})$
- 其中,

- 分量 $H_{R:r1}$ 和 $H_{R:r3}$ 共享第一公共输入,
- 分量 $H_{R:r2}$ 和 $H_{R:r4}$ 共享第二公共输入,
- 分量 $H_{R:r1}$ 和 $H_{R:r2}$ 共享第一公共输出,
- 分量 $H_{R:r3}$ 和 $H_{R:r4}$ 共享第二公共输出,

d. 2. 将所述四连体替换为:

第一模块, 具有转换函数 $H_0 = H_{R:r0} + H_{R:r1} + H_{R:r2} + H_{R:r3}$,

第二模块, 具有转换函数 $H_1 = H_{R:r0} - H_{R:r1} - H_{R:r2} + H_{R:r3}$,

第三模块, 具有转换函数 $H_2 = H_{R:r0} + H_{R:r1} - H_{R:r2} - H_{R:r3}$,

第四模块, 具有转换函数 $H_3 = H_{R:r0} - H_{R:r1} + H_{R:r2} - H_{R:r3}$,

第一混合单元从接收自第一和第二公共输入的输入信号产生第一混合信号, 并将所述第一混合信号输入到第一和第二模块, 它也从这些输入信号产生第二混合信号, 并将它输入到第三和第四模块,

第二混合单元从由第一和第三单元产生的输出信号生成第一辅助信号, 它从由第二和第四单元产生的输出信号生成第二辅助信号,

第三混合单元从第一和第二辅助信号产生第一和第二输出信号,

其中 $M_{\alpha;\psi}(H_{R:r})$ 是 $H_{R:r}$ 的镜像版本, 值 2ψ 是从 Z 中选出的整数值, 值 α 是来自复数集合 C 的一个元素。

多速率滤波器以及显示 系统和包括所述多速率滤波器的移动电话

技术领域

本发明涉及多速率滤波器，和包括多速率滤波器的显示系统和移动电话。

背景技术

数字滤波器在音频和视频处理中找到了广泛的使用，例如移动电话，机顶盒，数字电视和其他消费或专业产品。对称滤波器形成重要的一类，因为它们线性特性和开发这个对称性来简化滤波器结构并因此降低了费用的可能性。

尤其，多速率滤波器用于这样的应用，其中滤波器的输出信号和输入信号相互具有不同的采样速率。这样的滤波器例如用于图像处理来获得数字化编码图像的定标。在多速率过滤中最重要的一个原理是多相分解和接近地相关多相结构。这个原理允许用硬件和软件来非常有效实现插入和分出滤波器。

然而，多相分解的直接应用通常引入对称多相分量，相当程度上降低了实现方法的有效性。

发明内容

本发明的一个目的是提供多速率滤波器的结构：其中恢复了它的部分的对称。为了这个目的，根据本发明的多速率滤波器具有如下所述的结构。发明人认为对称多速率滤波器可以由输入单元，滤波器单元和输出单元组成，其中滤波器单元具有来自被提供的多速率滤波器的多相部分的对称模块，该模块成对提供，具有来自基础转换函数 $H_B(z)$ 的转换函数 $H_0(z)$ 和 $H_1(z)$ 。转换函数的第一个 $H_0(z)$ 基于基础转换函数 $H_B(z)$ 和它的镜像版本的总和：

$$H_0(z) = c_0(H_B(z) + M_{\alpha, \psi} H(z)) \text{ 和}$$

第二个 $H_1(z)$ 是基于基础转换函数 $H_B(z)$ 和它的镜像版本的差异：

$$H_1(z) = c_1(H_B(z) - M_{\alpha, \psi} H(z))$$

对基础转换函数 $H_B(z)$ 的镜像操作 $M_{\alpha, \psi}$ 被定义为:

$$M_{\alpha, \psi} H(z) = \alpha z^{-2\psi} H_B^*(z^{-1}), \text{ 和其中}$$

$$H_B^*(z) = \sum H_B^*[m] z^{-m}, \text{ } H_B(z) \text{ 是 } h_b[m] \text{ 的 } z\text{-变换}$$

其中值 2ψ 是整数值, 从 Z 中选出, 而值 α 是来自复数集合 C 的一个元素。

尤其, 发明人公开了多相滤波器的对称部分能够重新设计成如下所述的实施例中的一个, 或者它们的混合。

在一个实施例中, 基础转换函数 $H_B(z)$ 是多速率滤波器的多相部分。该实施例具有两个子实施例。在一个子实施例中, 输入单元包括如上所述的混合单元, 而在另一个子实施例中, 输出单元包括这样的混合单元。在另一实施例中, 基础转换函数 $H_B(z)$ 是多速率滤波器的两个多相部分的线性函数。

更进一步本发明涉及根据本发明设计多速率滤波器的方法。这样的方法可以是设计工具的一部分, 但是具有合适滤波器的设备的一部分。在那个例子中, 方法使得设备替换多相部分, 它由一组对称模块计算。

附图说明

本发明这些和其他的方面将结合下面的附图详细描述:

图 1 描述了根据本发明包括多速率滤波器的显示系统,

图 2 描述了根据本发明包括多速率滤波器的移动电话,

图 3A 描述了形如分支的延迟线的滤波器,

图 3B 描述了图 3A 中的滤波器的简化版本,

图 3C 描述了形如增加的延迟线的滤波器,

图 3D 描述了图 3C 中的滤波器的简化版本,

图 4A 描述了抽取滤波器,

图 4B 描述了形如多相结构的图 4A 的滤波器的实现,

图 5A 描述了内插滤波器,

图 5B 描述了形如多相结构的图 5A 的滤波器的实现,

图 6A 示例性地描述了根据本发明的多速率滤波器,

图 6B 描述了根据本发明的多速率滤波器的第一个实施例,

图 6C 描述了根据本发明的多速率滤波器的第二个实施例，

图 6D 描述了根据本发明的多速率滤波器的第三个实施例，

图 7A 描述了具有合理的抽取因素的滤波器，

图 7B 描述了根据本发明的这个滤波器的实现。

具体实施方式

图 1 描述了示例性显示系统 a，它具有包括多速率滤波器 e 的图象处理器 b。滤波器 e 用作多相滤波器，以及允许内插和抽取（decimation）。典型地，显示系统 a 包括用于实现水平和垂直定标的滤波器。控制器 c 判定在各个区域的合适定标，设置滤波器 e 的合适的模式（插入和分出，离散相位和连续相位，按照需求），根据定标和模式判定由存储器 d 提供的合适的系数。

图 2 描述了根据本发明的多速率滤波器的另一个应用，在这个例子中，滤波器用来消除来自移动电话 h 中接收的信号噪音和其他干扰，例如承载编码语音的信号由天线 g 接收，下变频到基带并得到放大，如果需要，然后通过为了转换为离散采样的模数转换器（ADC）i 被接收器 h 发送。通过多速率滤波器 j 发送离散采样，该多速率滤波器 j 过滤出低于所选门限的频率。选择该门限区分传输信号的信息部分与噪音和其他干扰部分。然后该信号由解调器 k 解调和由解码器 l 解码。来自信号解码器 l 的输出信号被发送到用于转换为数字化语音信号的语音解码器 m。通过一个数模转换器（DAC）将数字化语音信号转换为模拟信号，该模数转换器用于通过移动电话的扬声器 o 的最终输出。其他部分，例如错误检测和修正部分，也可以在移动电话的接收部分提供。

类似于根据本发明的多速率滤波器应用于移动电话的发送部分。移动电话发送部分（未示出）的结构是接收部分的整体翻转。因此，这样的移动电话包括一个模数转换器用来将模拟语音信号转换为数字语音信号。语音编码器随后压缩数字语音信号并且提供压缩信号，信号解码器对压缩的信号执行信道解码操作并且提供信道信号。调制器调制该信道信号。通过根据在下面将详细描述的本发明的多速率滤波器过滤信道信号。然后通过数模转换器将经过滤的信道信号转换为模拟信号粤传输器传输该模拟信号。

在这个描述中, 如果具有 z -转换 $H(z)$ 的滤波器 $h[n]$ 满足下面的关系, 它被定义为: (α, ψ) -对称;

$$(5) H(z) = \alpha z^{-2\psi} H^*(z^{-1}), \text{ 它在时域相对于 } h[n] = \alpha h^*[2\psi - n]$$

特殊例子是 $(\alpha=1, \psi)$, $h[n]$ 是实值函数。对于这些滤波器 $h[n]$, 保持下面的关系:

$$h[2\psi - i] = h[i] \text{ 其中 } i, \text{ 是个整数,}$$

例子是 $h[n] = \langle a, b, c, b, a \rangle$ 具有对称性 $(\alpha=1, \psi=2)$, 并且

$$h[n] = \langle a, b, c, c, b, a \rangle \text{ 具有对称性 } (\alpha=1, \psi=5/2),$$

另一个特殊例子是 $(\alpha=-1, \psi)$ 。对于这些滤波器 $h[n]$, 保持下面的关系:

$$h[2\psi - i] = -h[i] \text{ 其中 } i \text{ 是个整数,}$$

例子是 2

$$h[n] = \langle a, b, 0, -b, -a \rangle \text{ 具有对称性 } (\alpha=-1, \psi=2), \text{ 并且}$$

$$h[n] = \langle a, b, 0, 0, -b, -a \rangle \text{ 具有对称性 } (\alpha=-1, \psi=5/2).$$

然而, 对称的符号不限于实值, 如同由下面的例子所描述的:

滤波器 $h[n] = \langle a+jb, b+ja \rangle$ 具有对称 $(\alpha=j, \psi=1/2)$, 并且 $h[n] = \langle a+jb, -b-ja \rangle$ 具有对称性 $(\alpha=-j, \psi=1/2)$ 。

如上所示的具有 (α, ψ) -对称的滤波器能够被有效地实现。已知通过降低部件的数目来实现它们的对称。这个在图 3A-3D 中描述。图 3A 描述了形如分支的延迟线的对称滤波器。在所示例子中, 延迟线包括 4 个延迟单元 z^{-1} , 具有倍增因数 a 的第一个乘法器耦合到延迟线的输入, 与倍增因数 b, c, d 相乘的第二, 第三和第四乘法器耦合到延迟单元 z^{-1} 之间的随后的连接节点, 和具有倍增因数 e 的第五个乘法器耦合到输出。五个乘法器的输出信号的累积是滤波器的输出信号。如果一方面倍增因数 a 和 e 相等而另一方面倍增因数 b 和 d 相等那么图 3A 的滤波器被降低到仅具有三个乘法器的图 3B 的滤波器。

类似地, 图 3D 描述了图 3C 中的增加延迟线的有效实施方式。

在滤波器设计中的另一个已知技术是分解为多相分量。特别地, 这个关于分出和内插滤波器, 或者使用了抽取和内插的混合的滤波器。

任何滤波器 $H(z)$ 能够在 R 多相部分 $H_{R,T}(z)$ 中被解压缩, $H_{R,T}(z)$ 与 $H(z)$

的关系是;

$$H(z) = \sum_{r=0}^{R-1} z^{-r} H_{R,r}(z^R)$$

其中, 多相部分与 $h(\cdot)$ 的关系是:

$$H_{R,r}(z) = \sum_n h[Rn+r]z^{-n}$$

这样, 滤波器的多相分解具有这样的优点, 该多相滤波器部分能够在比没有解压缩的滤波器更低的时钟速率上运行。

这在图 4A 和 4B 中描述。图 4A 描述了具有抽取系数 D 的抽取滤波器 $H(z)$ 。该滤波器必须允许在与由该滤波器处理的信号 $X(z)$ 相同的时钟速率上。图 4B 描述了将这个滤波器分解为多相部分 $H_{D,0}(z), H_{D,1}(z), \dots, H_{D,D-1}(z)$ 。多相部分经由分出器耦合到具有延迟 z^{-1} 的延迟单元的延迟线。分出器分出从具有因数 D 的延迟线中获得的信号的采样频率, 因此现在多相分量可以在相对低的频率上运行。

图 5A 和 5B 描述了第二个实施例。在这个例子中, 通过具有内插因数 I 的插入滤波器 $H(z)$ 从输入信号 $X(z)$ 中获得输出信号 $Y(z)$ 。在图 5A 中, 滤波器 $H(z)$ 接收的插入的信号具有比频率 $X(z)$ 高 I 倍的频率。图 5B 描述了图 5A 的分解为多相部分 $H_{I,I-1}(z), H_{I,I-2}(z), \dots, H_{I,0}(z)$ 的滤波器。该多相部分各个接收输入信号 $X(z)$, 并因此可以在与信号 $X(z)$ 相同的频率上运行, 而不是高 I 倍的频率上。

不幸地, 即使对称滤波器也可能含有不对称分量, 如同由下面的例子所示的:

考虑到滤波器 $h[n]$ 具有对称脉冲响应 $\langle a, b, c, d, d, c, b, a \rangle$ 假设多速率因数 $R=2$, 它的多相部分 $h_{2,0}[n]$ 和 $h_{2,1}[n]$ 不是对称的:

$$h_{2,0}[n] = \langle a, c, d, b \rangle, \text{ 和}$$

$$h_{2,1}[n] = \langle b, d, c, a \rangle$$

发明人发现多速率滤波器的多相部分能够结合到 (α, Ψ) 对称模块中。根据本发明的这样的多速率滤波器的普通结构在图 6A 中描述。

在这描述的根据本发明的多速率滤波器具有;

- 一个输入单元 10, 用来接收输入信号 S_{in} 和提供多个中间信号 $IS1$, $IS2$ 来响应所述的输入信号

- 一个耦合到输入单元 10 的滤波器单元 20,
- 一个耦合到滤波器单元 20 的输出单元 30, 用来产生输出信号 Sour。

滤波器单元 20 包括至少第一和第二滤波器模块 21, 22, 它们分别具有传输函数 $H_0(z)$ 和传输函数 $H_1(z)$, 它们互相具有如下关系

$$H_0(z) = c_0(H_B(z) + M_{\alpha, \psi} H(z)) \text{ 和}$$

$$H_1(z) = c_1(H_B(z) - M_{\alpha, \psi} H(z)).$$

其中 $M_{\alpha, \psi} H(z) = \alpha z^{-2\psi} H_B^*(z^{-1})$, 和 $H_B^*(z) = \sum H_B^*[m]z^{-m}$, $H_B(z)$ 是 $h_b[m]$ 的 z -变换。

通过将非对称滤波器 $H_B(z)$ 与它的镜像版本 $M_{\alpha, \psi} H(z)$ 结合, 获得对称滤波器 (假如是通过加法混合) 或者准对称滤波器 (假如是通过减法混合)。当将两个非对称多相部分 $h_{2,0}[n] = \langle a, c, d, b \rangle$, 和 $h_{2,1}[n] = \langle b, d, c, a \rangle$ 相加时, 获得下面的对称转换函数:

$$h[n] = \langle a+b, c+d, d+c, b+a \rangle$$

从各个其他部分中减去这些多相部分给出了下面的准对称转换函数

$$h'[n] = \langle a-b, c-d, d-c, b-a \rangle$$

多速率滤波器包括混合单元 11, 它耦合到滤波器模块 21, 22, 用来产生第一混合信号 Ssum 和第二混合信号 Sdiff。混合单元 11 可以是输入单元 10 的一部分, 或者是输出单元 30 的一部分。或者, 输入单元 10 和输出单元 30 可以包括一个或多个混合单元。

在本发明的实施例中, 基本转换函数 $H_B(z)$ 是多相部分, 也就是,

$$H_B(z) = H_{R,1}(z) = \sum_n h[Rn+r]z^{-n}$$

图 6B 描述了所述实施例的第一子实施例。其中, 混合单元 11 包括在输入单元 10 中。输入单元 10 从输入信号 Sin 中生成第一和第二中间信号 IS1, IS2。第一和第二中间信号 IS1, IS2 分别被延迟函数 z^{-rq} 和 z^{-sq} 延迟, 其中 rq 和 sq 是从 Z 中选出的整数。延迟以后, 使用因数 D 抽取该信号, 因此中间信号具有一个采样速率, 该速率比输入信号 Sin 的速率低 D 。随后, 混合单元 11 从中间信号 IS1 和 IS2 中产生第一和第二混合信号 Ssum, 和 Sdiff。在图 6B 所示的实施例中, 第一混合信号 Ssum 是中间信号 IS1 和 IS2 的总和, 而第二混合信号 Sdiff 是中间信号 IS1 和 IS2 的差。第一滤波器模块 21 过滤第一混合信号 Ssum 而第二滤波器模块 22

过滤第二混合信号 Sdiff。随后，输出单元 30 混合滤波器模块 21 和 22 的输出信号来产生整个输出信号 Sout。另外输出单元 30 可以使用因数 I 来执行插入并且将额外的延迟 z^{-p} 引入到输出信号 Sour。

从上述内容看出，滤波器模块 21 和 22 的转换函数是对称的。第一滤波器模块的转换函数 $H_0(z)$ 是基本转换函数 $H_B(z)$ 和它的镜像部分的总和，第二滤波器模块的转换函数 $H_1(z)$ 是基本转换函数 $H_B(z)$ 和它的镜像部分的差。因此，转换函数 $H_0(z)$ 和 $H_1(z)$ 都允许有效执行，具有相对少的乘法器。一方面滤波器模块能够比起处理信号 Ssum 和 Sdiff 相对慢地运行，信号 Ssum 和 Sdiff 来自分出的信号 IS1 和 IS2。可选择的插入进程仅位于滤波器单元 20 之后。

图 6C 描述了第二个子实施例，其中转换函数 $H_B(z)$ 是多相分量。在这例子中，第一和第二滤波器模块 121 和 122 分别过滤中间信号 IS1 和 IS2 中的一个。混合单元 131 包括在输出单元 130 中并且从第一和第二滤波器的输出信号 OS1 和 OS2 生成第一混合信号 Ssum 和第二混合信号 Sdiff。任选地，混合信号由插入因数 I 插入，分别由延迟 z^{-r_q} 和 z^{-s_q} 在它们被重新混合到输出信号之前延迟。类似地，在这个例子中，滤波器 121 和 122 是对称的，并且能够由相对少量的乘法器来实现。因为滤波器运行在抽取之后和插入之前，所以滤波器能够运行在相对低的时钟速率上。

第一和第二滤波器模块的转换函数 $H_0(z)$ 和 $H_1(z)$ 是基础转换函数 $H_B(z)$ 和它的镜像版本 $M_{\alpha, \psi} H_B(z)$ 的总和。在图 6B 和 6C 中描述的实施例中，基础转换函数是多速率滤波器的转换函数的多相分量。

图 6D 描述了一个实施例，其中，转换函数 $H_0(z)$ 和 $H_1(z)$ 从中形成的基础转换函数 $H_B(z)$ 根据下面的关系来自两个多相部分量：

$$H_B(z) = H_{R,r_0}(z) + z^b H_{R,r_1}(z)$$

混合单元 211 包括在输入单元 210 中，并从所述的中间信号 IS1, IS2 产生第一和第二混合信号 Ssum, Sdiff。第一滤波器模块 221 过滤第一混合信号 Ssum，第二滤波器模块 222 过滤第二混合信号 Sdiff。滤波器单元 220 更进一步包括具有转换函数 $H_2(z)$ 的第三滤波器模块 223 和具有转换函数 $H_3(z)$ 的第四滤波器 224，它们具有以下关系

$$H_2(z) = c_2 (H_B'(z) - M_{\alpha, \psi} H_B'(z))$$

$$H_3(z) = c_3(H_B'(z) + M_{\alpha,\psi} H_B'(z))$$

更进一步的基础转换函数 $H_B'(z)$ 来自两个多相分量的混合:

$$H_B'(z) = H_{R,r_0}(z) - z^b H_{R,r_1}(z)。$$

第三 223 和第四 224 滤波器模块各自过滤第一混合信号 Ssum 和第二混合信号 Sdiff 中的一个。滤波器包括更进一步的第一混合单元 231, 用来产生代表第一滤波器模块 221 和第二滤波器模块 222 的输出信号的总和的第一辅助信号 AS1 和产生代表第三滤波器模块 222 和第四滤波器模块 223 的输出信号的总和的第二辅助信号 AS2。该滤波器更进一步包括更进一步的第二混合单元 232, 用来从第一和第二辅助信号 AS1 和 AS2 生成更进一步的总和信号 Ssum'' 和更进一步的差异信号 Sdiff''。这些信号在使用因素 I 的插入之后重新组合成输出信号 Sour。该信号 Ssum'' 和 Sdiff'' 更进一步地可以用附加延迟 z^{-r_0P} 和 z^{-s_0P} 来延迟。

如同在图 6B 和 6C 的实施例中, 一方面多速率滤波器的滤波器单元 220 能够运行在现对低的速率上, 与不具有多相分解器的滤波器相比。在另一个方面, 滤波器单元 220 的模块 221, 222, 223, 224 具有对称转换函数, 因此它们能够用相对少的乘法器来实现。

图 7A 和 7B 描述了本发明的更进一步的实施例。图 7A 描述了具有合理的抽取因数 3/2 的多速率滤波器。

图 7B 描述了这个滤波器的实施方式。滤波器单元 320 包括两组滤波器模块。一组包括模块 323, 223, 222 和 224, 它们分别具有转换函数 $E_0(z)$, $E_1(z)$, $E_2(z)$, 和 $E_3(z)$ 。另一组包括模块 321 和 322, 它们分别具有 $E_4(z)$ 和 $E_5(z)$ 。第一组的转换函数按照下面公式来自原始滤波器 $H(z)$ 的多相部分:

$$E_0(z) = 1/4(H_{6:0}(z) + H_{6:2}(z) + H_{6:3}(z) + H_{6:1}(z))$$

$$E_1(z) = 1/4(H_{6:0}(z) + H_{6:2}(z) - H_{6:3}(z) - H_{6:1}(z))$$

$$E_2(z) = 1/4(H_{6:0}(z) - H_{6:2}(z) + H_{6:3}(z) - H_{6:1}(z))$$

$$E_3(z) = 1/4(H_{6:0}(z) - H_{6:2}(z) - H_{6:3}(z) + H_{6:1}(z))$$

第二组转换函数是:

$$E_4(z) = 1/2(H_{6:4}(z) + H_{6:5}(z))$$

$$E_5(z) = 1/2(H_{6:4}(z) - H_{6:5}(z))$$

注意到，技术人员将认为在本发明的范围内可以有很多替换方法。例如在输入单元中的延迟函数 z^2 ， z^0 和 z^1 可以由延迟函数 z^{2-k} ， z^{-k} 和 z^{1-k} 与在提供输入信号 $X(z)$ 的信号线中的延迟函数 z^k 相结合来替换。注意到，仅仅在输入单元 310 的延迟函数提供的信号之间产生的相关延迟是重要的。

这对技术人员来说也是清楚的，多个函数可以互换。例如，由具有标号 3 的向下的箭头所指的抽取单元可以位于混合单元 311 的输出中。另外，用 z^0 和 z^1 指示的延迟单元可以包括在混合单元 311。在那个例子中，混合单元 311（位于图的上部）的第一混合单元产生信号 $X(z)+z^1X(z)=X(z)(1+z)$ 。所述混合单元的依次的混合元件产生 $X(z)(1-z)$ 。

技术人员将更进一步认识到其他操作可以相互交换，例如操作序列：

用因数 I 插入，

用 z^a 延迟，

用因数 D 抽取，

可以由以下序列来替换

用 z^{aq} 延迟，

用因数 D 抽取，

用因数 I 插入，

用 z^{aq} 延迟。

提供的 D 和 I 是互质的。

其他例子是，多个操作能够与延迟操作和抽取和插入操作相互交换。

根据本发明的多速率滤波器能够通过执行下面的步骤来设计：

a. 将对称滤波器 H 分解为多相分量 $H_{R:1}(z), \dots, H_{R:R-1}(z)$ 。这种分解是已知的，例如描述在“在多速率和复杂信号处理中的有效性”A. W. M. van Enden, ISBN 906674650。尤其参考第 2.8 节和附录 C。

获得的这组多相部分可以被一组对称模块按照如下替换。自然，已对称化的这些多相分量不需要被替换。下面的情况可以存在。

b. 这组多相分量可以包括部分 $H_{R:r1}$ 和 $H_{R:r2}$ ，它们是对称的，它们共享一个公共输入，并互相之间的关系是根据下面的公式 $H_{R:r2}=M_{\alpha;\psi}(H_{R:r1})$ 。参数 α ， ψ 对于各个对可以是不同的。这样的分量 $H_{R:r1}$ 和 $H_{R:r2}$ 可以被下

面的内容替换

具有转换函数 $H_0=H_{R:r1}+H_{R:r2}$ 的第一模块,

具有转换函数 $H_1=H_{R:r1}-H_{R:r2}$ 的第二模块, 其中第一和第二模块共享公共输入, 和

混合单元, 用来从第一和第二模块的输出信号中产生第一和第二混合信号。

c. 这组多相分量可以包括部分 $H_{R:r1}$ 和 $H_{R:r2}$, 它们是对称的, 它们共享一个公共输出, 并互相之间的关系是根据下面的公式 $H_{R:r2}=M_{\alpha,\psi}(H_{R:r1})$ 。参数 α, ψ 对于各个对可以是不同的。

各个这样的分量 $H_{R:r1}$ 和 $H_{R:r2}$ 可以被下面的内容替换

具有转换函数 $H_0=H_{R:r1}+H_{R:r2}$ 的第一模块,

具有转换函数 $H_1=H_{R:r1}-H_{R:r2}$ 的第二模块, 其中第一和第二模块共享公共输出, 和

混合单元, 用来从第一和第二中间信号产生第一混合信号, 提供所述的混合信号给第三模块, 和用来从第一和第二中间信号产生第二混合信号, 提供所述的混合信号给第四模块。

d. 最后分量可以出现在四连体中, 它们是对称的, 并包括

第一对 $H_{R:r1}, H_{R:r2}$, 它们的关系是 $H_{R:r2}=M_{\alpha,\psi}(H_{R:r1})$

第二对 $H_{R:r3}, H_{R:r4}$, 它们的关系是 $H_{R:r4}=M_{\alpha,\psi}(H_{R:r3})$

其中,

分量 $H_{R:r1}$ 和 $H_{R:r3}$ 共享第一公共输入,

分量 $H_{R:r2}$ 和 $H_{R:r4}$ 共享第二公共输入,

分量 $H_{R:r1}$ 和 $H_{R:r2}$ 共享第一公共输出,

分量 $H_{R:r3}$ 和 $H_{R:r4}$ 共享第二公共输出,

各个这样的四连体能够被对称滤波器模块的四连体和三个混合单元所替换。滤波器模块的四连体包括

第一模块, 具有转换函数 $H_0=H_{R:r0}+H_{R:r1}+H_{R:r2}+H_{R:r3}$,

第二模块, 具有转换函数 $H_1=H_{R:r0}-H_{R:r1}-H_{R:r2}+H_{R:r3}$,

第三模块, 具有转换函数 $H_2=H_{R:r0}+H_{R:r1}-H_{R:r2}-H_{R:r3}$,

第四模块, 具有转换函数 $H_3=H_{R:r0}-H_{R:r1}+H_{R:r2}-H_{R:r3}$,

第一混合单元从接收自第一和第二公共输入的输入信号产生第一混合信号，并将所述第一混合信号输入到第一和第二模块。它也从这些输入信号产生第二混合信号，并将它输入到第三和第四模块。

第二混合单元从由第一和第三单元产生的输出信号生成第一辅助信号。它从由第二和第四单元产生的输出信号生成第二辅助信号。

第三混合单元从第一和第二辅助信号产生第一和第二输出信号。

注意到，合适的 b, c 和 d 可以混合存在。

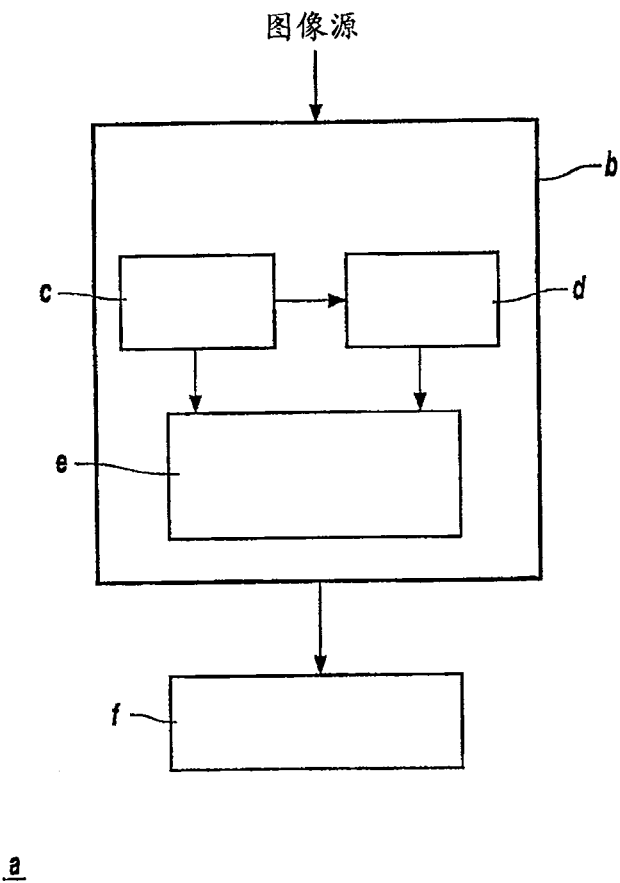


图 1

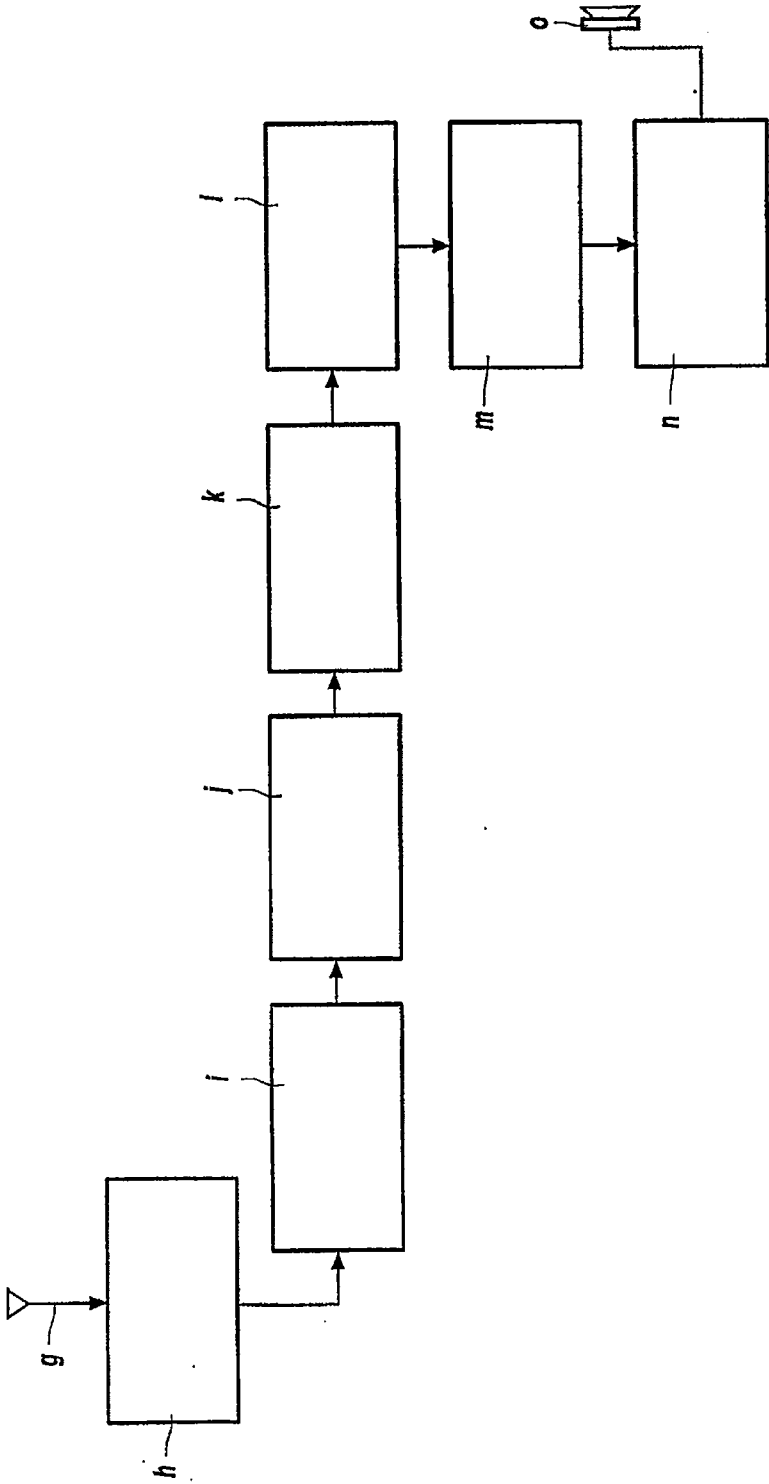


图 2

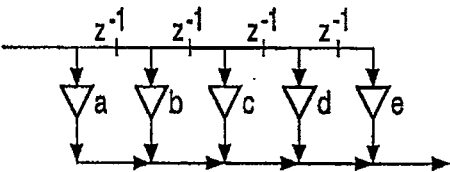


图 3A

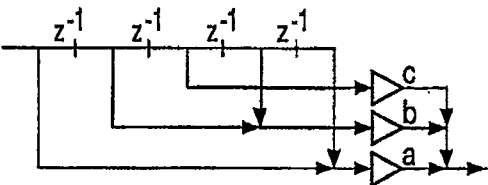


图 3B

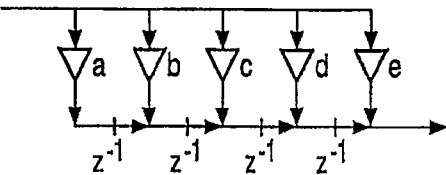


图 3C

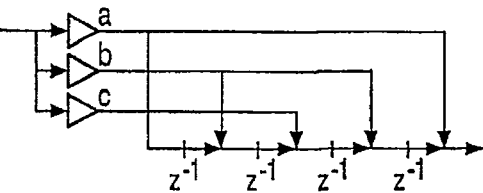


图 3D

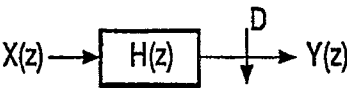


图 4A

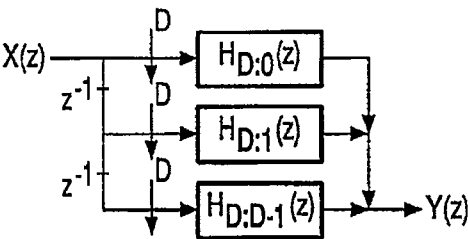


图 4B

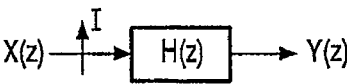


图 5A

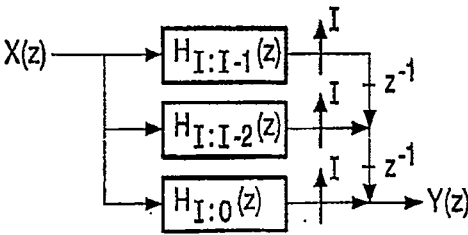


图 5B

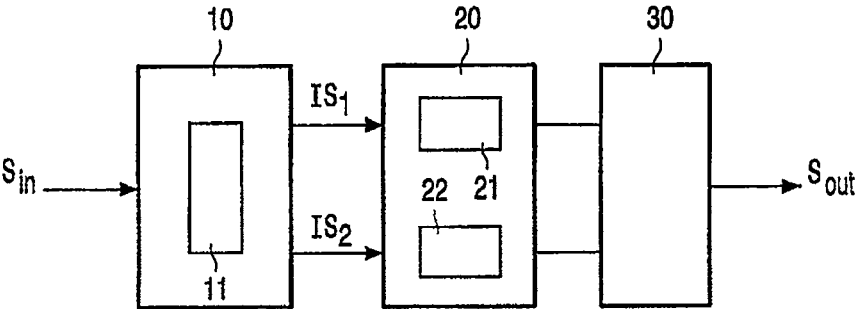


图 6A

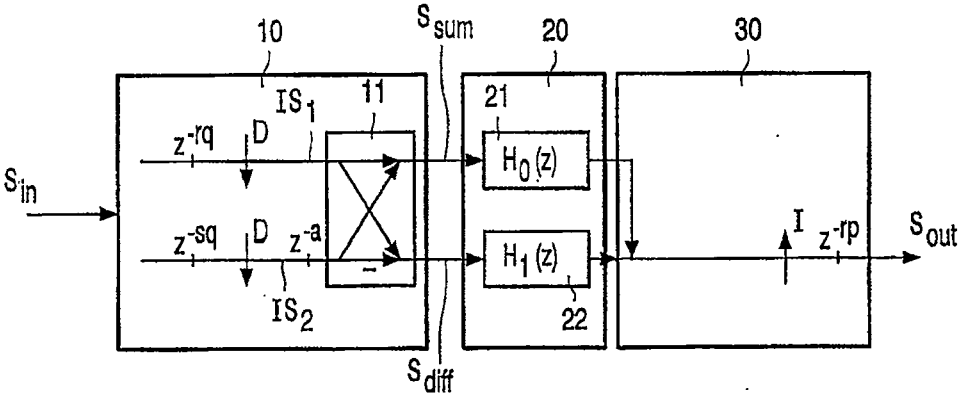


图 6B

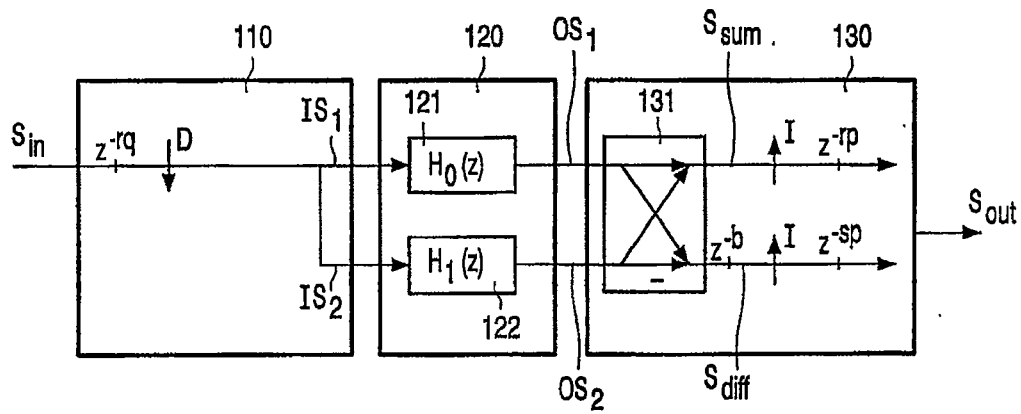


图 6C

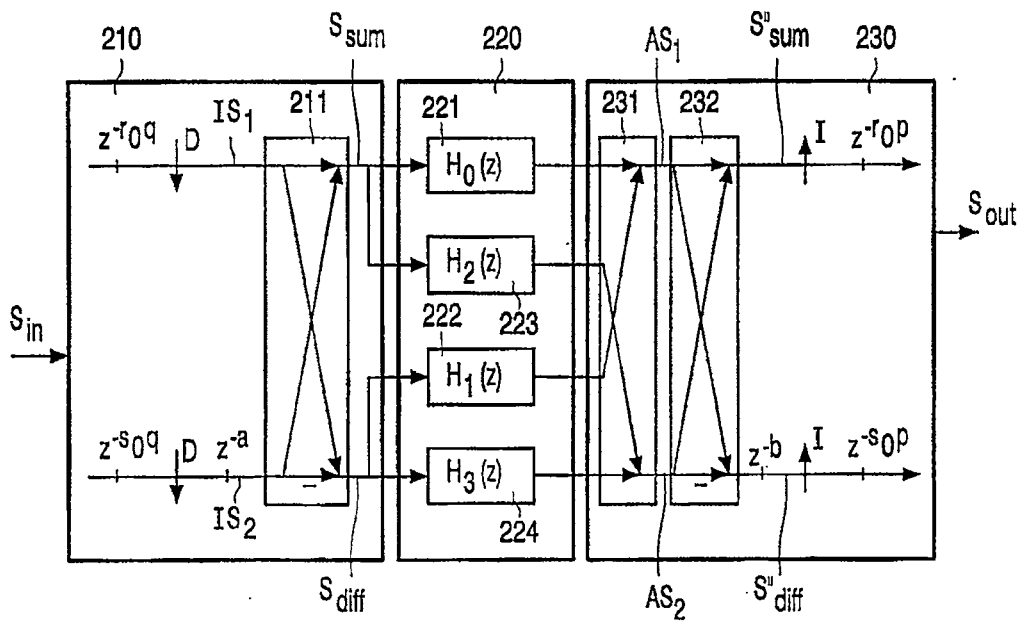


图 6D

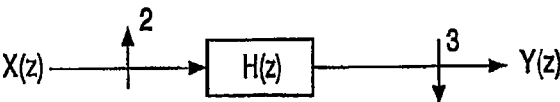


图 7A

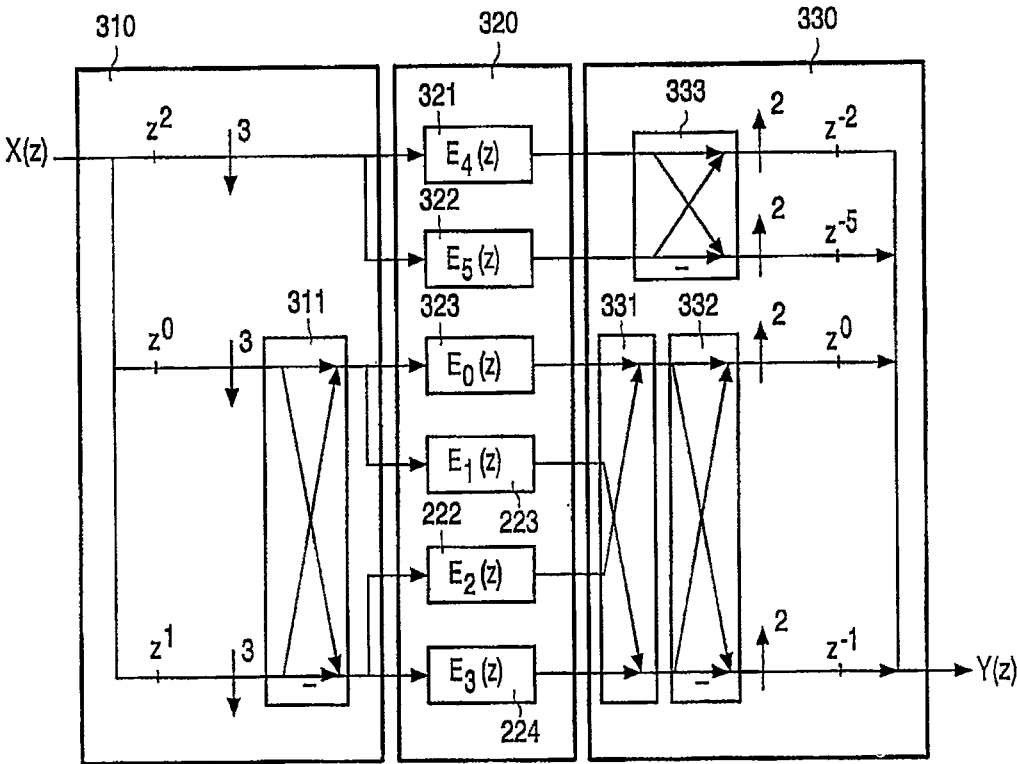


图 7B