



[12] 发 明 专 利 说 明 书

[21] ZL 专利号 97103466.4

[43] 授权公告日 2003 年 2 月 5 日

[11] 授权公告号 CN 1101089C

[22] 申请日 1997.3.11 [21] 申请号 97103466.4

[30] 优先权

[32] 1996.3.11 [33] EP [31] 96103787.6

[71] 专利权人 迈克纳斯公司

地址 德国弗赖堡

[72] 发明人 米奥加格·特默里那克

弗朗兹·奥托·韦特

审查员 葛 源

[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

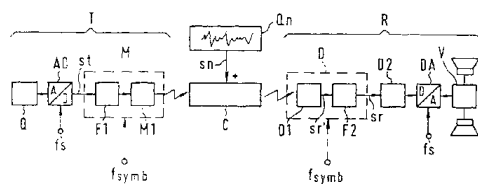
代理人 冯赓宣

权利要求书 2 页 说明书 7 页 附图 3 页

[54] 发明名称 用于数字传输系统的非对称滤波器
组合及其设计方法

[57] 摘要

公开了一种用于在发送器(T)到接收器(R)间传输二进制数字信号(st)的非对称滤波器组合(F1, F2), 它包括在发送器端的具有 FIR 结构的第一滤波器(F1)和在接收器端的具有 IIR 结构的第二滤波器(F2), 其中第一和第二滤波器的组合(F1, F2)产生一公共传递函数, 同时满足奈奎斯特判据和噪声匹配判据。



1. 用于在发送器(T)到接收器(R)间传输二进制数据流(st)的非对称滤波器组合(F1, F2), 包括:

- 在发送器端的具有有限脉冲响应结构的第一滤波器(F1); 和
- 在接收器端的具有无限脉冲响应结构的第二滤波器(F2); 其中
- 第一和第二滤波器的组合(F1, F2)产生一公共传递函数

$H_g(z) = H_t(z) \times H_r(z)$, 同时满足奈奎斯特判据 $H_g(z) + H_g(-z^*) = 1$ 和噪声匹配判据 $H_t(z) = H_r(z^*)$ 。

2. 根据权利要求1的滤波器组合, 其特征在于第二滤波器(F2)包括第一全通网络(A_1)和第二全通网络(A_2), 第一全通网络和第二全通网络的传递函数 $H_{all-pass}(z)$ 由以下关系确定:

$$H_{all-pass}(z) = A_i(z) = (a_m + a_{m-1} \times z^{-1} + \dots + z^{-m}) / (1 + a_1 \times z^{-1} + \dots + a_m \times z^{-m})$$

且第二滤波器(F2)的传递函数 $H_r(z)$ 由以下关系确定:

$$H_r(z) = (A_1(z^2) + z^{-1} \times A_2(z^2)) \times 1/2.$$

3. 根据权利要求1或2的滤波器组合, 其特征在于第一滤波器(F1)的传递函数 $H_t(z)$ 通过第二滤波器(F2)的传递函数 $H_r(z)$ 确定, 具体地是通过对于第一和第二滤波器(F1, F2)的脉冲响应 $h_t(t)$, $h_r(t)$ 的噪声匹配判据的对称条件 $H_t(z) = H_r(z^*)$ 来确定, 且得到的第一滤波器(F1)的脉冲响应 $h_t(z)$ 由有限脉冲响应结构以任意精度逼近。

4. 根据权利要求2或3的滤波器组合, 其特征在于第二滤波器(F2)具有两个在输入端连接在一起且在输出端通过加法/减法器(sb1)连接在一起的并联信号路径, 减数路径含有第一全通网络(A_1), 被减数路径含有 z^{-1} 延时部件(v1)与第二全通网络(A_2)的串联组合。

5. 根据权利要求2至4中任何一项的滤波器组合, 其特征在于第一和第二全通网络(A_1 , A_2)每个分别代表一阶全通结构 $A_i(z^2)$, 且所述全通结构含有 z^{-2} 延时部件(v2), 乘法器(m), 第一加法器(ad1), 第二加法器(ad2), 和第二减法器(sb2)作为功能单元。

6. 根据权利要求5的滤波器组合, 其特征在于全通结构 $A_i(z^2)$ 中的功

能单元按如下方式互连:

——输入端(p1)和输出端(p2)之间的串联组合, 在信号流动方向依次含有与第一输入端(p1)相连的第一加法器(ad1), 以及 z^{-2} 延时部件(v2)和与输出端(p2)相连的第二加法器(ad2);

——第二减法器(sb2)通过其减数输入端与输入端(p1)相连, 通过其被减数输入端与 z^{-2} 延时部件(v2)的输出端相连, 及通过其输出与乘法器(m)的第一输入端(1)相连; 和

——乘法器(m)的第二输入端(2)被从存储器(mr)输入滤波器因子 a, 乘法器(m)的输出被连接到第一加法器(ad1)的第二输入端(2) 和第二加法器(ad2)的第二输入端(2)两个地方。

7. 一种设计用于在发送器(T)到接收器(R)间传输二进制数据流的非对称滤波器组合(F1, F2)的方法, 所述滤波器组合包括在发送器端的具有有限脉冲响应结构的第一滤波器(F1)和在接收器端的具有无限脉冲响应结构的第二滤波器(F2); 其中

——第一步, 根据以下传递函数用 z^{-1} 延时部件(v1), 第一全通网络(A1), 和第二全通网络(A2)来设计第二滤波器(F2)

$$H_r(z) = (A_1(z^2) + z^{-1} \times A_2(z^2)) / 2$$

第一全通网络(A1)和第二全通网络(A2)的各自的传递函数 $A_i(z)$ 由以下关系确定

$$H_{\text{all-pass}}(z) = A_i(z) = (a_m + a_{m-1} \times z^{-1} + \dots + z^{-m}) / (1 + a_1 \times z^{-1} + \dots + a_m \times z^{-m});$$

——第二步, 确定第二滤波器(F2)的脉冲响应 $h_r(t)$;

——第三步, 从第二滤波器(F2)的脉冲响应 $h_r(t)$ 根据噪声匹配判据 $H_t(z) = H_r(z^*)$ 形成镜象脉冲响应 $h'_r(-t) = h_t(t)$, 而脉冲响应 $h_r(t)$ 被预先限定在有微小残余振荡范围, 具体说是在残余振荡逐渐消失范围内的时间域内; 及

——第四步, 从镜象和限定的脉冲响应 $h_t(t)$ 确定用于作为滤波器组合(F1, F2)中的第一滤波器(F1)的 FIR 滤波器的系数(a_0 至 a_n)。

用于数字传输系统的非对称滤波器组合及其设计方法

本发明涉及一种用来通过连接发送器和至少一个接收器的数字传输链路传输二进制数据流的非对称滤波器组合。以数字方式传输的信号可由任意信号组成，即视频，音频，或其他信号。当然，其相应的数字速率 f_s 或符号速率 f_{symb} 取决于数字内容。如果几个位的数据流被组合成一个新的值，就使用“符号”这一术语。被传输的信息，例如对于数字广播系统，最终由利用一种合适的调制技术调制在载波上以 0 和 1 表示的位序列组成。必要的传输带宽确定一个通道。

理论上讲，如果假设脉冲边缘无限陡，一个理想的二进制序列的频谱是无限宽的。这样的无限频谱既不真实也不能通过一个限定的通道处理或传输。为了使通道和相关的调制和解调设施的带宽不至于不必要地宽，必需在调制之前利用脉冲整形滤波器来限制二进制脉冲序列的带宽。脉冲整形滤波器应满足从信号传输理论中已知的一定要求。一个基本的判据是用于消除相邻数据或符号间的干扰的奈奎斯特判据。如果相应的传递函数在采样或符号时钟周期的所有倍数处的值均为 0，参见图 4，该判据即被满足。另一重要判据称为噪声匹配条件，它是由相匹配的滤波器来满足的。满足这一判据的滤波器组合可最大程度地抑制在这些滤波器之间，即传输通道上加在信号上的噪声。还有一个判据是在抑止频带的充分的信号衰减。在此处介绍的数据传输系统应用中，脉冲整形滤波器被分离为两个元件，其中一个置于数据源侧即在发送器内，其中另外一个置于数据接收侧，即在接收器内。

用于待传输的数据序列的调制可以是任何数字式的调制，诸如相位调制，正交幅值调制，频率调制，或任何其它调制。作为一个规则，数据序列被直接或以编码方式转换为射频频带用于传输。在接收器端，进行向基带的相应转换，且由合适的解码装置恢复为初始的数据序列，参见图 1。

在常规的数据传输系统中，脉冲整形滤波器在接收端和发送端的复杂程度是相同的。这对于双向传输链路是适合的，但对于广播传输系统来说

接收器端的复杂性应保持最低而将增加的复杂性提供在发送器端。

因此，本发明的目的是减少接收器中解调器的滤波器回路的复杂性并提供用作发送器中调制器的相应的滤波器，且满足上述脉冲整形滤波器判据。此外，所公开的脉冲整形滤波器允许以数字方式实现。

根据权利要求1的文字，该目的由滤波器组合如下实现：

用来在发送器和接收器间传输二进制数据流的非对称滤波器组合，包括：

- 在发送器端具有 FIR 结构的第一滤波器；和

- 在接收器端具有 IIR 结构的第二滤波器；其中

- 第一和第二滤波器的组合产生公共传递函数 $H_g(z)=H_t(z)\times H_r(z)$ ，它既满足奈奎斯特判据 $H_g(z)+H_g(-z^*)=1$ 又满足噪音匹配判据 $H_t(z)=H_r(z^*)$ 。

获得该目的的办法从实现降低接收器滤波器的复杂性开始，且发送器端相应的滤波器被调整为适应接收器滤波器的传递特性。通过使用全通滤波器，在接收器端所需的滤波器回路的数量与利用诸如“上升余弦”或高斯滤波器的 FIR 相比显著降低。不幸的是发送器端的共轭复数滤波器不能通过全通网络来实现，因为全通网络不能以稳定或有因果关系的形式实现。但利用 FIR 逼近法却能很容易地设计出满足任意精度要求的发送器滤波器，但与常规 FIR 滤波器相比所需滤波器回路的数量必须有微小增加。这种滤波器的设计是以接收器滤波器的镜象和延迟的脉冲响应为基础的，因而易于确定。

对于接收器端，可提供主要含有两个并联的全通网络的简单的滤波器结构，从其输出形成一差值。每一全通网络可由较少数量的回路实现，因为它仅需要一个乘法器，三个加法-减法器，和提供等于两个时钟周期的延时的延时单元。

现在参考附图对本发明及其优点进行更详细的解释，其中：

图1是表示可装备根据本发明的非对称滤波器组合的数字传输系统的主要功能单元的方框图；

图2表示根据本发明的接收器滤波器的传递函数的一个例子；

图3表示根据本发明的相关的发送器滤波器的传递函数的一个例子；

图4表示发送器和接收器滤波器的卷积的传递函数；

图 5 表示接收器滤波器和相关的理想发送器滤波器的衰减特性;

图 6 表示实际发送器滤波器的衰减特性;

图 7 以示意眼状图表示的接收器中二进制数据流的极限曲线;

图 8 表示 IIR 滤波器结构; 和

图 9 表示全通滤波器结构。

图 1 以方框图表示具有发送器 T 和接收器 R 的数字传输系统。发送器和接收器由传输通道 C 连接, 在传输通道上加入了来自任意干扰源 Q_n 的干扰信号 s_n 。发送器 T 包括信号源 Q, 其输出被利用模-数转换器 AD 转换为数据速率为 f_s 的二进制数据流 s_t , 该数据流被输入到调制器 M。在也对射频转换有影响的调制装置本身之前, 利用作为发送器 T 中的脉冲整形滤波器的第一滤波器 F1 对二进制数据流 s_t 进行滤波。

在接收器端, 进来的射频信号在解调器 D 中被转换回到基带或低频频带。射频转换在解调装置 D1 中适当进行, 其输出提供数字数据流 s_r' , 它利用第二滤波器 F2 被滤波。第一和第二滤波器 F1, F2 以最优脉冲整形滤波器相互作用, 满足奈奎斯特判据和噪声匹配判据。当然脉冲整形滤波器还提供所需的抑制频带衰减。如果通道 C 中的传输表现为位序列, 则调制器 M 中所用的相应的编码技术和/或调制技术对本发明而言并不是至关重要的。当然通道 C 中的位序列可以不同于二进制数据流 s_t 的位序列; 这取决于采用的相应编码程序和由于编码而引入的冗余增加。如果二进制数据流 s_t 的某些位被结合为一个值, 被传输的将是“符号”数据流, 其符号频率 $f_{\text{symb}} \leq f_s$ 。在最简单的情况下, 解调器 D 的输出将提供一等于发送器端二进制数据流 s_t 的二进制数据流 s_r , 该数据流利用数字信号处理装置 D2 以任意方式被进一步处理。该装置的输出利用以采样速率 f_s 运行的数-模转换器 DA 被转换为一个或更多的模拟信号, 然后被输入例如与两个扬声器配合用来重放立体声的放大器 V 中。

图 1 的示意表示用对称滤波器组合和根据本发明有利地用非对称滤波器组合 F1, F2 均可实现。非对称滤波器组合 F1, F2 的脉冲响应 $h(t)$ 的例子在表示发送器滤波器 F1 的图 2 和表示接收器滤波器 F2 的图 3 中给出。两个波形对于时间轴 $t=0$ 是镜像对称的。图 3 的脉冲响应向负的时间范围延伸, 可通过将图 2 和 3 的脉冲响应适当地预延时而又不违背因果关系的

原则。两非对称滤波器 $F1$ ， $F2$ 的交互作用在图 4 中以公共脉冲响应 $hg(t)$ 表示，它是通过对图 2 和图 3 的脉冲响应进行卷积而得到的。

为进一步探讨必须通过研究复数传递函数 $H(z)$ 来对奈奎斯特判据和噪声匹配判据进行更详细的讨论。在以下公式中仅在如果不这样做就可能会引起误解的情况下才在通常的形式中使用标记。滤波器组合 $F1$ ， $F2$ 具有公共的传递函数 $Hg(z)$ ，它可以分解为表示发送器滤波器 $F1$ 的传递函数 $Ht(z)$ 和表示接收器滤波器 $F2$ 的传递函数 $Hr(z)$ 。两个滤波器 $F1$ ， $F2$ 的传递函数的卷积得到滤波器组合 $F1$ ， $F2$ 的传递函数 $Hg(z)$ ：

$$Hg(z) = Ht(z) \times Hr(z) \quad \text{Eq.(1)}$$

为进一步探讨假设例如由模-数转换器 AD 确定的采样频率 fs 等于符号速率 $fsymb$ 的两倍 $fs = 2 \times fsymb$ ，符号速率低于采样速率且是根据将原始数据流 st 的 M 位组合成一个最后以某种编码形式传输的单一符号值而得出的，且确定了传输链路 C 上的符号频率/符号速率。

假设：

$$fs = 2 \times fsymb, \quad \text{Eq.(2)}$$

接收器中的脉冲整形滤波器的实现和要满足的判据的公式变得特别简单，如下所示。于是奈奎斯特判据具有以下一般形式：

$$Hg(z) + Hg(-z^*) = 1 \quad \text{Eq.(3)}$$

其中 $z = \text{Exp}(j \times 2\pi \times f / fs)$ 。符号频率 $fsymb$ 可代替采样频率 fs 用于频率标准化。

为得到最优的噪声匹配，在发送器滤波器 $F1$ 和接收器滤波器 $F2$ 间必需保持以下关系：

$$Ht(z) = Hr(z^*) \quad \text{Eq.(4)}$$

此外，为抑制相邻通道的干扰，要求在 $F1$ ， $F2$ 的相应抑止频带有足够的衰减 a_{min} 。抑止频带的开始通常由频响跌落因数 r 辅助确定：

$$|Ht(\text{Exp}(j \times 2\pi \times f / fs))| \leq a_{min} \quad \text{当 } f \geq 0.5 \times fsymb \times (1+r) \quad \text{Eq.(5)}$$

$$|Hr(\text{Exp}(j \times 2\pi \times f / fs))| \leq a_{min} \quad \text{当 } f \geq 0.5 \times fsymb \times (1+r) \quad \text{Eq.(6)}$$

如上所述，广泛用作脉冲整形滤波器的“上升余弦”和高斯滤波器可满足这些条件。但这些滤波器结构的一个缺点是要求在发送器端和接收器端有相当数量的回路。

本发明以两个并联的全通网络 A1, A2 的接收器-滤波器结构也可满足公式(2), (3), (5)和(6)的判据这样的认识为依据。相应的复数传递函数有如下形式

$$H_r(z) = 1/2 \times (A_1(z) + z \times A_2(z)) \quad \text{Eq.(7)}$$

两个全通滤波器 A1, A2 的复数传递函数具有如下形式

$$H_{\text{all-pass}}(z) = A_i(z) = \frac{(a_m + a_{m-1} \times z^{-1} + \dots + z^{-m})}{(1 + a_1 \times z^{-1} + \dots + a_m \times z^{-m})} \quad \text{Eq.(8)}$$

如果公式(8)是针对倒数变量 $z^* = 1/z$ 而不是变量 z , 则有以下变换:

$$A_i(z^*) = 1/A_i(1/z) \quad \text{Eq.(8A)}$$

正如可表示出的, 在接收器滤波器 F2 和相应的发送器滤波器 F1 二者中均利用全通网络实现的滤波器组合 F1, F2 在理论上满足奈奎斯特判据。

从公式(7)起, 发送器滤波器 F1 的传递函数 $H_t(z)$ 通过公式(4)的噪声匹配条件从接收器滤波器 F2 的传递函数 $H_r(z)$ 形成:

$$H_t(z) = 1/2 \times (1/A_1(z^2) + z/A_2(z^2)) \quad \text{Eq.(8b)}$$

利用全通网络的该滤波器组合 F1, F2 的公共传递函数 $H_g(z)$ 从根据公式(7)和公式(8b)的单个传递函数的卷积得出:

$$H_g(z) = 1/2 \times (A_1(z^2) + z^{-1} \times A_2(z^2)) \times 1/2 \times (1/A_1(z^2) + z/A_2(z^2)) \quad \text{Eq.(9)}$$

通过两个传递函数 $H_r(z)$ 和 $H_t(z)$ 的复数乘法进行的卷积得到以下公式:

$$H_g(z) = 1/2 + 1/4 \times (z \times A_1(z^2)/A_2(z^2) + z^{-1} \times A_2(z^2)/A_1(z^2)) \quad \text{Eq.(10)}$$

将公式(3)的奈奎斯特判据的形式用于公式(10), 具体地是引入了形成的传递函数 $H_g(-z^*)$, 有

$$H_g(z) + H_g(-z^*) = 1 + 0 \quad \text{Eq.(11)}$$

虽然公式(11)是通过全通网络滤波器的传递函数得出的, 但看上去和公式(3)---普通的奈奎斯特判据一样。遗憾的是根据公式(4)的共轭复数滤波器在这种采用全通网络的情况下不稳定且因果关系不可靠。通过将假设是稳定的接收器滤波器 F2 转置, 极点和零点被互换, 从而使发送器滤波器 F1 的极点移到了单位圆以外的复数频率域。但这仅适用于发送器滤波器的数学上精确的 IIR 实现。但利用 FIR 逼近, 很容易地能够设计出满足所要

求的判据的发送器滤波器，其精度仅受滤波器回路数量的限制。如上所述，该滤波器的设计是以图 2 和图 3 的接收器滤波器的镜象和延时的脉冲响应 $hr'(-t) = ht(t)$ 为依据的。

图 5 以举例方式表示采用全通网络的接收器滤波器 F2 的衰减特性。频率 f 已经对于符号频率 f_{ymb} 进行了标准化。在抑止频带上，衰减 a 约为 -70dB。共轭复数接收器滤波器(参照公式(8b))理论上必须具有同样的衰减特性。但是如上所述，因为在这里全通方式的实现是不可能的，所以在发送器滤波器 F1 中采用了 FIR 滤波器结构，其要进行镜象转换的频率响应 $hr(t)$ 尽可能地逼近图 3 的频率响应 $ht(t)$ 。该脉冲响应理论上向负的时间范围无限延伸，它必须由确定脉冲响应起始的时间窗口来代替。如果剪切掉的脉冲响应仅表示不明显的贡献，这可被完全证实。如有必要，时间窗口和相应的 FIR 滤波器结构必须被进一步放大，直到其抑制贡献变为不可忽略。一项估计表明利用本发明，在上述所用的 FIR 滤波器 F1 中的回路数量仅需要增加 10%到 20%。但在接收器端的节省却是令人激动的，因为这里可比较的滤波器回路的数量可被例如以 10 为因数减少。

表示逼近的 FIR 滤波器在信号传输特性上的影响表明它仅在抑止频带衰减上是重要的，在图 6 中假设的例子中该衰减约为 -55dB，这个值对于所需的衰减特性是绰绰有余了。

图 7 示意地表示接收器侧对于 QPSK 调制的同相或正交数据流 sr 的眼状图。经过信号值 $sr=+1$ 和 $sr=-1$ 的曲线代表了接收侧二进制信号分量应处于它们之间的极限曲线，而不论符号转换是否刚刚发生。由于这些极限曲线恰好在值 +1 和 -1 处相交，显然前面的符号的顺序可是任意的且对在时刻 $t=0$ 待定的符号状态 sr 没有任何影响。图 7 的眼状图是从衰减特性与图 5 和图 6 相当的非对称滤波器组合 F1，F2 计算得来的。

图 8 表示具有以方框图表示的两个全通网络 A1，A2 的接收器滤波器的结构。该结构表示具有全通网络 A1 的第一信号路径和具有 z^{-1} 延时部件 $v1$ 和第二全通网络 A2 的组合的第二信号路径。在两信号路径的公共输入端输入的是数字输入信号 sr' 。第一和第二全通网络 A1 和 A2 的输出分别被连接到减法器 $sb1$ 的减数输入端和被减数输入端，该减法器产生接收器滤波器 F2 的数字输出信号 sr 。

图 9 用方框图表示适用于本发明的全通滤波器 Ai 的功能单元和结构。一个输入 p1 被连接到第一加法器 ad1 的第一输入端 1 和减法器 sb2 的减数输入端。加法器 ad1 的输出与 z^{-2} 延时部件 v2 配合, 其输出被连接到减法器 sb2 的被减数输入端和第二加法器 ad2 的第一输入端 1。与减法器 sb2 的输出相连的是乘法器 m 的第一输入端 1, 其第二输入端 2 被从存储装置 mr 输入因子 a。利用该因子 a, 可确定全通滤波器 Ai 的滤波器特性。乘法器 m 的输出被连接到第一加法器 ad1 的第二输入端 2 和第二加法器 ad2 的第二输入端 2 两个地方, 加法器 ad2 的输出被连接到输出端 p2。因而该滤波器结构非常简单且易于以数字方式实现。应指出图 9 的全通滤波器仅包括一个乘法器 m。与此形成对照的是, 用于接收器滤波器 F2 的常规 FIR 结构包括多个乘法器, 利用这些乘法器将独立的加权赋予存储的信号。有多至 40 个的采样值需要分配加权, 并被相乘。通过这样的比较利用全通滤波器实现接收器的优点就很明显了。接收器滤波器 F2 和发送器滤波器 F1 不必一定用数字形式实现, 这些发明性的概念在原理上也适用于模拟滤波器结构。

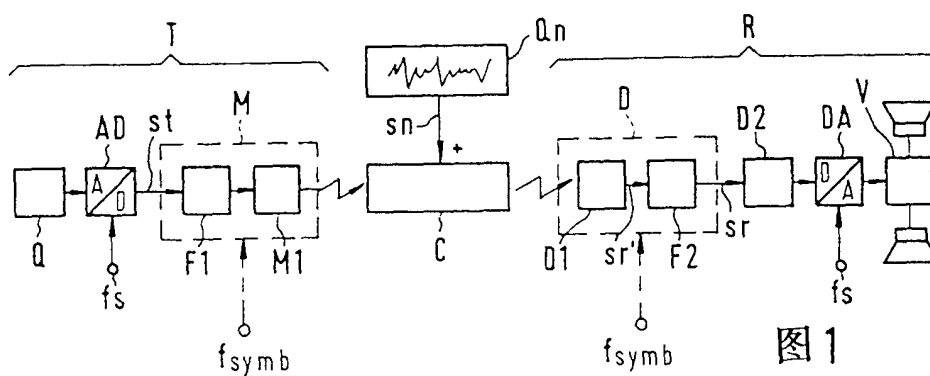


图 1

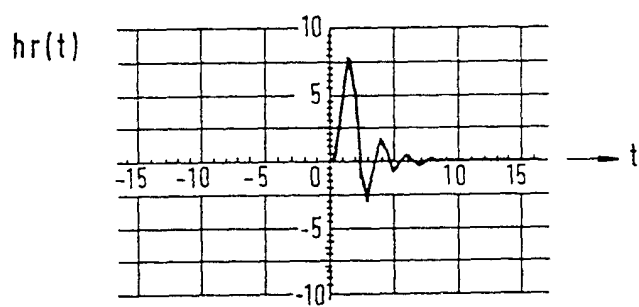


图 2

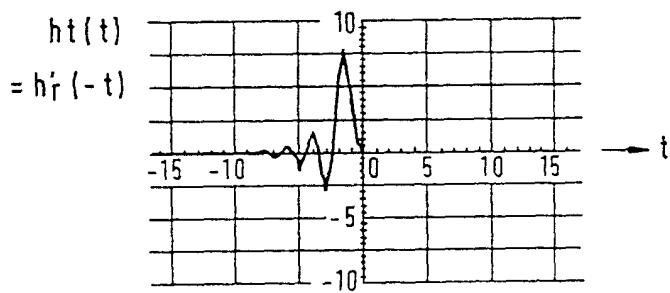


图 3

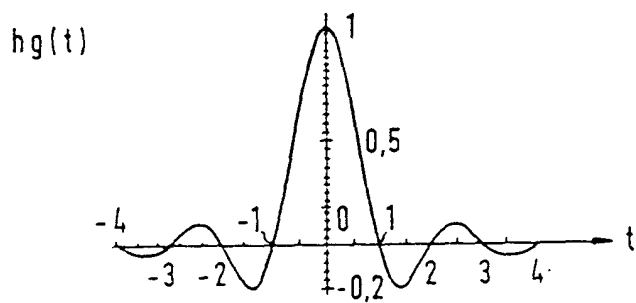


图 4

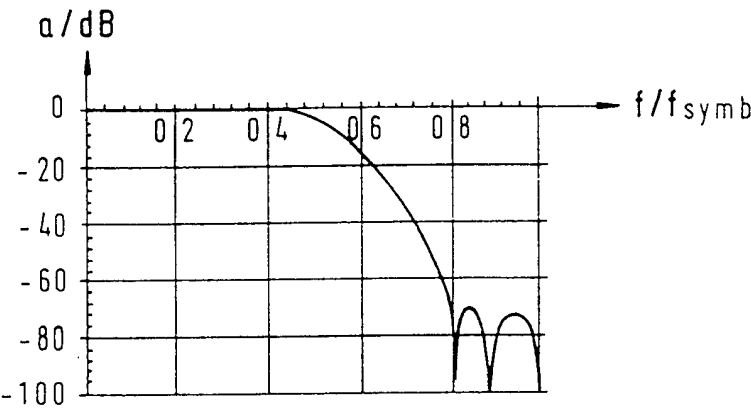


图5

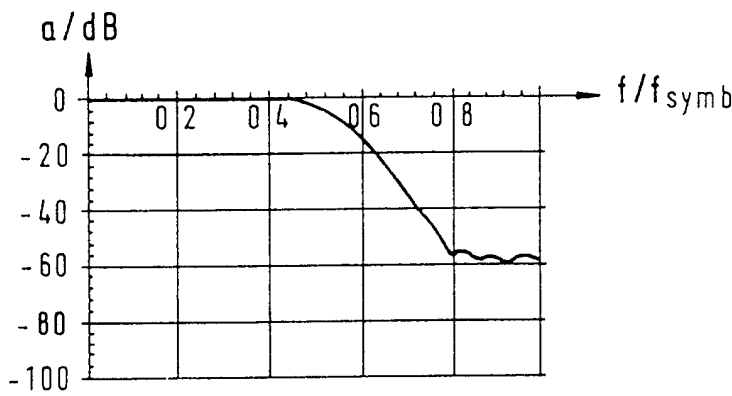


图6

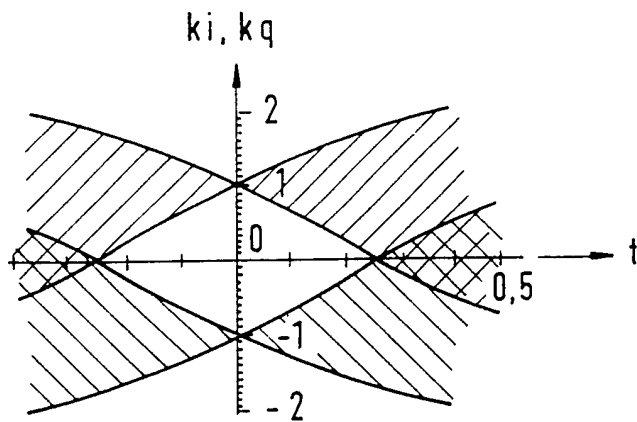


图7

