[19] 中华人民共和国国家知识产权局

[51] Int. Cl[7]
G01S 5/14

[12] 发明专利说明书

专利号 ZL 98812820.9

[45] 授权公告日 2005 年 8 月 10 日

[11] 授权公告号 CN 1214252C

[22] 申请日 1998.9.15 [21] 申请号 98812820.9
[86] 国际申请 PCT/RU1998/000286 1998.9.15
[87] 国际公布 WO2000/016119 俄 2000.3.23
[85] 进入国家阶段日期 2000.6.30
[71] 专利权人 三星电子株式会社
地址 韩国京畿道
[72] 发明人 安德鲁·L·罗格
鲍里斯·D·费多托夫
审查员 杨瑞丽

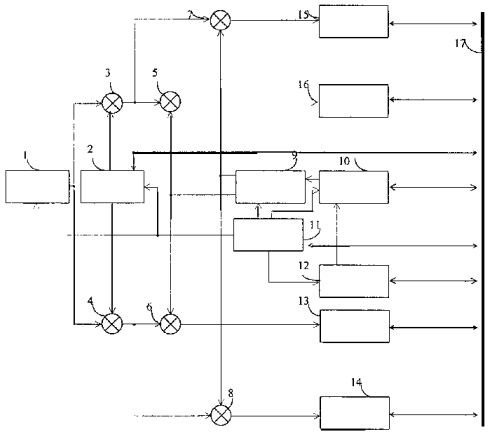
[74] 专利代理机构 北京市柳沈律师事务所
代理人 马 莹

权利要求书 3 页 说明书 10 页 附图 6 页

[54] 发明名称 提高卫星导航系统接收信号的抗噪声性的方法及实现该方法的装置

[57] 摘要

本发明要解决的问题是，特别地，在多波束效应下对码频(码 C/A)很低的信号进行操作的接收机中，减小跟踪 PRNS 码延迟时的误差，而没有恶化信噪比，或使信噪比的恶化最小。 提出一种在接收卫星导航系统的信号时提高抗噪声性的方法，以及实现该方法的装置，包括：无线电模块，这种接收机的众所周知的部件，它对输入信号进行放大，并将输入载波转换成中频信号；模－数转换器，把模拟信号转换成数字的；由多个单型信道构成的数字相关装置，每个单型信道跟踪一个伪随机信号(PNS)，并且它们中的每一个都包括可控增益的载频发生器和码频发生器，用于跟踪伪噪声载频和码延迟，此外还包括多个数字相关器，其输出信息用于关闭跟踪码延迟的循环，所述单元利用相对于精确副本的信号副本的可变延迟产生鉴别信号。 与现有的技术解决方案相比较，给出的方法有许多优点。 使用选通数字信号的校正序列可在反射信号的延迟大于 1.5d 时消除多路径效应，并且减小从延迟值大于 d/2 开始的负面效应。 在这种情况下，与纯窄相关器模式相比，能量损失仅增加了 1.76dB (图 1/6)。



ISSN1008-4274

1、一种在接收来自导航系统的卫星信号时提高抗噪声性的方法，包括以下步骤：对具有用伪随机序列编码的载波的信号进行解码，包括产生输入信号的本地差分副本，其中，该输入信号的超前和滞后副本之间的延迟 d 是伪随机序列的字符的几分之一，还包括产生输入信号的准时副本，以及产生选通数字信号的序列，其特征在于选通数字信号的长度设定为等于信号的超前和滞后副本之间的延迟 d，选择选通脉冲的极性，以便使该选通脉冲的极性与精确副本的前一个字符的极性一致，并且，该选通脉冲的起点相对于伪随机序列的精确副本的字符的终点延迟 d/2，这样，可实现包括未被延迟的信号以及多个延迟的多路径信号在内的输入信号、与精确副本以及与代表差分副本和选通数字信号的序列的混合的信号进行相关，相关结果存储在累加器中，并形成具有如下形式的用于跟踪码的延迟的鉴相器信号：$I_{E-L+K}I_P+Q_{E-L+K}Q_P$，其中 I_{E-L+K}，Q_{E-L+K} 是输入信号与代表差分副本和选通数字信号的序列的混合的信号的相关结果的同相和正交分量，I_P、Q_P 是输入信号与精确副本信号的相关结果的同相和正交分量，由此根据鉴相器信号实现精确和差分副本的调节，所以作为具有和伪序列的一个字符类似的延迟多路信号的识别电路的信号的误差信号只影响直接可见的输入信号，而对多路径信号则没有影响。

2、如权利要求 1 所述的方法，其特征在于，输入信号对信号的精确副本、对信号的差分副本以及对选通数字信号的序列的相关是独立实现的；相关结果存储在相应的正交累加器中，在这种情况下，鉴相器信号按公式 $I_{E-L}I_P+Q_{E-L}Q_P$ 形成，其中，I_{E-L}、Q_{E-L} 是输入信号与差分副本信号的相关结果的同相和正交分量，I_P、Q_P 是输入信号与精确副本信号的相关结果的同相和正交分量，然后，将包含了输入信号与选通数字信号的序列的相关结果的累加器的值 $I_K^2+Q_K^2$ 与检测多路径效应的阈值进行比较，并通过把选通数字信号的累加器的输出值加到相应的差分副本累加器的正交输出上，产生如下形式的鉴相器信号：

$I_{E--L}I_P+Q_{E-L}Q_P+I_KI_P+Q_KQ_P$。

从而在超过阈值时对这种效应进行补偿。

3、一种在接收导航系统的卫星的信号时提高抗噪声性的方法，包括以

下步骤：对包括用伪随机序列编码的载波的信号进行解码，包括产生输入信号的超前副本，其中，该输入信号的超前和滞后副本之间的延迟 d 是伪随机序列的字符的几分之一，产生选通数字信号的序列，其特征在于，选通数字信号的长度设定为信号的超前和滞后副本之间的延迟 d 的一半，选择选通脉冲的极性，以便使该选通脉冲的极性与精确副本的前一个字符的极性一致，并且，该选通脉冲的起点相对于伪随机序列的精确副本的字符的终点延迟 d/2，可实现包括未被延迟的信号以及多个延迟的多路径信号在内的输入信号与超前副本的相关操作，输入信号与代表一串选通数字信号的信号的相关操作，将相关结果存储在累加器中，并产生具有如下形式的用于跟踪码的鉴相器信号：$I_E^2+Q_E^2-I_L^2-Q_L^2+I_K^2+Q_K^2$，其中，$I_E$、$Q_E$是滞后副本的相关结果的同相和正交分量，$I_K$、$Q_K$是一串选通数字信号的相关结果的同相和正交分量。

4、一种用于接收卫星导航系统的信号的装置，该卫星导航系统发射载波用伪随机序列编码的多个信号，该装置包括：无线电模块，用于接收输入信号，把它转换成中频信号，该中频信号包括多个用伪随机序列编码的信号中频载波；模-数转换器，用于将中频信号转换成数字信号；多信道数字相关器，其每个信道对用伪随机序列编码的多个信号之一进行解码，其特征在于，该装置包括：产生用伪随机序列编码的信号的本地准时副本的发生器；产生用伪随机序列编码的信号的差分副本的发生器，其中，超前和滞后副本之间的延迟 d 是伪随机序列字符的几分之一，并且其产生选通数字信号的序列，以便使数字选通信号的长度等于信号的超前和滞后副本之间的延迟 d，选通脉冲的极性与精确副本的前一个字符的极性一致，并且该选通脉冲起点相对于伪随机序列的精确副本的字符的终点延迟 d/2；将输入信号的正交计数与精确副本的计数相乘的混频器；将输入信号的正交计数与代表差分副本和选通数字信号的序列的混合的信号的计数相乘的混频器；正交累加器，用于对相关结果进行累加；根据从鉴相器输出的、基于累加器的计数 $I_{E-L+K}I_P+Q_{E-L+K}Q_P$ 所计算的误差信号、调节用伪随机序列编码的信号的本地副本的延迟的装置，其中 I_{E-L+K}、Q_{E-L+K} 是输入信号与代表差分副本和选通数字信号的序列的混合的信号的相关结果的同相和正交分量，I_P、Q_P是输入信号与精确副本信号的相关结果的同相和正交分量。

5、如权利要求 4 所述的装置，其特征在于，每个多信道数字相关器还

包括：将输入信号的正交计数与差分副本的计数相乘的混频器；将输入信号的正交计数与选通数字信号的序列的计数相乘的混频器；对相关的结果进行累加的正交累加器；根据从鉴相器输出的、基于累加器的计数 $I_{E-L}I_P+Q_{E-L}Q_P$ 所计算的误差信号、调节用伪随机序列编码的信号的本地副本的延迟的装置，其中，I_{E-L}、Q_{E-L} 是假定 $I_K^2+Q_K^2$ 不超过检测多路径信号的阈值时，输入信号与差分副本信号的相关的结果的同相和正交分量，而 I_K、Q_K 是选通数字信号的序列的相关的结果的同相和正交分量。

6、如权利要求 4 所述的装置，其特征在于，每个多信道数字相关器还包括：将输入信号的正交计数与差分副本的计数相乘的混频器；将输入信号的正交计数与选通数字信号的序列的计数相乘的混频器；对相关结果进行累加的正交累加器；根据从鉴相器输出的、基于累加器的计数 $I_{E-L}I_P+Q_{E-L}Q_P+I_KI_P+Q_KQ_P$ 所计算的误差信号、调节用伪随机序列编码的本地副本的延迟的装置，上述以超过了多路径信号的检测阈值为条件。

7、如权利要求 4 所述的装置，其特点在于每个多信道数字相关器还包括：把输入信号的正交脉冲数乘以(相关)提前的副本的脉冲数的混频器；把输入信号的正交脉冲数乘以滞后的副本的脉冲数的混频器；把输入信号的正交计数乘以选通数信号的序列的计数的混频器；对相关的结果进行累加的正交累加器；根据从鉴相器输出的、基于累加器的计数 $I_E^2+Q_E^2-I_L^2-Q_L^2+I_K^2+Q_K^2$ 所计算的误差信号、调节用伪随机序列编码的本地信号副本的延迟的装置，其中，I_E、Q_E 是超前副本的相关的结果的同相和正交分量，I_P、Q_P 是滞后副本的相关的结果的同相和正交分量，I_K、Q_K 是选通数信号的序列的相关的结果的同相和正交分量。

8、如权利要求 4 所述的装置，其特征在于，用于跟踪码延迟的鉴相器信号由公式 $I_E^2+Q_E^2-I_L^2-Q_L^2$ 确定，在累加器中计算的值存储了输入信号与选通数字信号的相关结果 $I_K^2+Q_K^2$，将检测的多波束效应与阈值进行比较，如果该效应超过阈值，则将累加器的输出值加到计算出的鉴相器值上，所以鉴相器的值就变成了 $I_E^2+Q_E^2-I_L^2-Q_L^2+I_K^2+Q_K^2$。

提高卫星导航系统接收信号的抗噪声性的方法及实现该方法的装置

技术领域

本发明涉及接收用伪噪声序列编码的数字无线电信号的系统，该系统特别用于全球定位系统 GPS(美国)和 GLONASS(俄罗斯)中，并且，本发明适用于在由于多路径效应造成接收信号的参数失真的情况下进行操作。

本发明的背景

全球定位系统 GPS(美国)和 GLONASS(Global Navigational Satellite System，Russia 全球导航卫星系统，俄罗斯)的卫星发射的伪噪声信号的被动接收机(passive receivers)现已广泛使用，并能够使用户精确地确定其坐标(经度、纬度、高度)和时间。下面的参考文献对全球定位系统进行了描述："Global Navigational Satellite System-GLONASS." 接口控制文献。KNIZ VKS, Russia,1995" 以及 "Global Position System. Standard Positioning Service. Signal Specification" USA,1993。

已知的伪噪声信号接收机(RPNS, receivers of a pseudonoise signals)对由多个信号构成的复合数字无线电信号进行操作，这些信号包括：从直接可见的范围内的卫星发射的信号，噪声分量，以及由于直接信号在地球表面的不同位置、建筑物等重复反射造成的干扰分量。该引起正被接收信号的参数失真、结果导致接收机特性的精确度较低的干扰就是众所周知的 "多路径" 效应。

为了检测、跟踪和确定正被接收信号的参数，在 RPNS 中对信号进行放大，在接收机的射频单元中将信号转换成中频，并且数字化。之后，将数字相关技术用于信号的最终检测。我们知道，在现有技术中，数字相关器对其数字乘以在相关器内部产生的搜索信号的本地副本，由此来执行对输入复合数字无线电信号的相关操作，随后，在规定的时间间隔内，对相关结果进行累加。通常，取该时间间隔等于 1ms，即，等于 GPS/GLONASS 码的码序列 C/A 的长度。为了结束跟踪正被接收的信号的频率(相位)及编码的延迟的循环，使用了计算器，它通过其例行程序从累加器中读出信息，并结束跟踪循环。为了跟踪编码(码延迟)，跟踪循环使用输入信号与该信号的超前(advanced)

副本和滞后(delayed)副本的相关结果，或使用输入信号与差分(超前的减去滞后的)副本的相关结果。在这种情况下，除了来自卫星的主(直接)信号以外，还有由多路径效应造成的附加的延迟了的信号，这将导致跟踪循环的鉴别特性的失真，结果，导致在测距中出现附加的误差。另外，由于卫星发出的信号很弱，并且其幅度远低于自然热噪声电平，所以相关器应该确保最佳可能的信噪比。

我们还已经知道，在编码后面的跟踪循环中使用窄相关器可以提高信噪比，此外，还可减小多路径效应的负作用(参考文献：A.J. Ddierendonck, P. Fenton, T. Ford "Theory and Performance of Narrow Correlator Spacing in GPS receiver", Navigation: Journal of The Institute of Navigation Vol.39, No.3, Fall.1992)，以及 P. Fenton, A.J. Dierendonck "Pseudorandom noise ranging receiver which compensates for multipath distortion by dynamically adjusting the time delay spacing between early and late correlators",美国专利 5,390,207 号，95 年 2 月 14 日)。然而，窄相关器仅是削弱了多路径效应，并没有彻底消除这种效应。

在现有技术中我们还知道，有"选通相关器(gating correlator)"和"改进的选通相关器"这样的装置，可以更进一步降低多路径传输的负面效应(参考文献："L. Garin, J-M. Rousseau "Enhanced Strobe Correlator Multipath Rejection for Code and Carrier", ION-GPS 1997, Session B2)。"选通相关器"根据两个窄相关器的线性组合，把大量延迟信号的多路径效应排除在外，但是，它使信噪比相对于源窄相关器恶化了 3dB。"改进的选通相关器"工作于超前选通区域，并且因此，对前沿附近的信号部分执行相关操作，从而消除了更多的延迟信号的多路径效应，但是，与此同时，它使信噪比相对于窄源相关器恶化了 6dB。这里提到窄源相关器是指组合形成"选通相关器"中两个窄相关器中的一个，并且其具有相对于正被跟踪的信号的精确副本最小的临时偏移。

与本发明最相关的技术解决方案是在 1997 年 2 月 20 日的 PCT 申请 WO97/06446 "在用于测距的扩频接收机中减小多径误差(Multipath error reduction in a spread spectrum receiver for ranging applications)"中描述的方法和装置。在该申请中，为了形成从鉴相器输出的用于跟踪码延迟的信号，提出了一个形成伪噪声信号的微分副本的方法，包括："在伪噪声序列的字符边界形成相同的非零选通脉冲序列，以致每个选通脉冲的持续时间小于伪噪声码的脉冲持续时间；选通脉冲在该方形的正的部分和负的部分中是正的，并且

在中心部分还具有正极性或负极性，该中心部分对应于伪噪声序列字符的正端或负端的改变”。在引用的申请中所描述的一个实施例中，提出通过产生4个副本形成差分伪随机序列(PRS，Pseudo-random sequence)，这4个副本为：“比精确副本超前了RPS字符的1/(2k)的超前副本、相对于精确副本延迟了RPS字符的1/(2k)的滞后副本、比精确副本超前了字符的N/(2k)的超前副本、以及相对于精确的RPS延迟了N/(2k)字符的滞后副本，这里N和k是整数，并且N＜k。特别地，提供了选择k=10，N=2的情况。通过用超前副本减去对应的滞后副本，可得到差分副本并将其应用到窄相关器中。然后，由一个差分副本减去第二个副本，就得到与上面描述的相类似的选通脉冲序列。这样，所描述的方法完全与上面提到的“选通相关”的方法相当，并且，因此，缺点也类似。所以在具有4个副本的系统中，信噪比将比偏移量为字符的±1/(2K)的源窄相关器恶化N倍。因此，对N=2，损失将达到3dB。

本发明的公开

本发明的目的是，在多路径效应下跟踪PRNS码的延迟时，特别是在对码(C/A码)的频率相当低的信号进行操作的接收机中，减小误差而不恶化信噪比或者使信噪比的恶化最小。

推荐的接收机包括：在这种无线电接收机中通常使用的单元，用于对输入信号进行放大，把输入载波转换成模-数转换器的中频信号，模-数转换器把模拟信号转换成数字信号；数字相关装置，包括多个单型(single-type)信道，每个单型信道对一个伪噪声信号(PNS)进行跟踪，并包括产生用于跟踪PNS载波的频率(相位)和码延迟的载频和码频的受控的发生器。该装置还包括多个数字相关器，其输出信息用于结束跟踪码延迟的循环。这些相关器产生相对于精确副本具有不同的信号副本延迟的鉴别信号。在用超前的和滞后的信号副本之间的最小可能差值设定了码的跟踪模式之后，也就是说，用窄相关器设定了跟踪模式之后，相关器使用特殊的数字信号的选通序列对多路径效应进行校正。对信号载波(相位)和码的跟踪通常是非相干的。相关装置的每个信道至少包括两个相关器，它们输出的信息用于形成跟踪码延迟的环路。相关器使输入的数字化信号与其本地副本进行相关，本地副本相对于精确副本可能具有多种延迟。这样，相关器在其输出端形成输入信号与超前和滞后副本的相关结果，或输入信号与精确和差分副本的相关结果，差分副本就是“超前的减去滞后的”副本，用于产生码跟踪环的鉴相器信号。这样，超前和滞后

副本相对于信号的精确副本的可变偏移值只能等于PRS字符的几分之一，且允许以窄相关器模式进行跟踪。

另外，为了对多路径效应实行补偿，跟踪信道的结构包括产生选通数字信号的序列、以使选通信号的长度等于伪随机序列的超前和滞后副本之间的延迟 d 的相关器。选通脉冲的极性与精确副本的前一字符(prior character)的极性一致，并且它的开始相对于伪随机序列的精确副本的字符的结束延迟 d/2。其实质是，仅在伺服机构进入“窄相关器”模式之后，才把选通脉冲序列和输入信号的相关结果加到差分鉴相器的输出信号上。差分鉴相器是相关信道的输出，在差分鉴相器中，输入信号的差分(超前的减去滞后的)副本与 PNS 输入或与超前相关器输出的信号减去滞后相关器输出的数字信号的结果相关，从功能点来看，这是相同的。

除此之外，当使用单独的相关器产生校正选通序列并执行给定序列与输入 PNS 的相关操作时，该相关操作的输出可由用于确定多路径效应值的计算器来估计。

与现有技术的解决方案相比较，使用该方法可能有几个优点。特别是，它涉及 C/A 范围的 GPS 和 GLONASS 接收机，在该接收机中，一方面，输入信号的功率很低，并且，其电平远远低于噪声电平，另一方面，反射(多路径)信号可以达到一个很大的值，在某些情况下等于甚至超过直接信号的功率，这产生了导航参数计算中的主要误差。使用选通数字信号的校正序列，可消除反射信号的延迟大于 1.5d 的多路径效应，并且，从可减小来自大于 d/2 的延迟造成的负面影响。这样，与纯窄相关器模式相比较，功率损失仅增加了 1.76dB。

附图的简要说明

下面将参照以下附图对本发明进行说明:

图 1 是典型的、用于跟踪频率(相位)和码延迟的伪噪声信号接收机的相关器的信道的方框图，其中，1 是切换输入信号的切换电路，2 是载波发生器，3 是混频器(mixer)，4 是混频器，5 是混频器，6 是混频器，7 是混频器，8 是混频器，9 是码序列整形器，10 是码序列发生器，11 是信道控制寄存器，12 是码频发生器，13 是累加器 Ip，14 是累加器 Id，15 是累加器 Qd，16 是累加器 Qp，17 是控制总线。

图 2 是一个码发生器的方框图，该码发生器在窄相关器模式中产生差分

数字信号(超前的减去滞后的)的序列，以及用于多路径补偿的选通数字信号的序列，其中，18是码频发生器，19是码序列发生器，20是移位寄存器，21是延迟脉冲整形器，22是“XOR”加法器，23是“XOR”加法器，24是按键。

图3示例说明了在码发生器输出端的选通数字信号的序列，该序列用于窄相关器中(图3b)，以及用于窄相关器中以补偿多路径效应(图3c，3d)。码发生器输出端的PNS序列的码周期为Δt，该序列示于图3a。

图4示例说明了由于存在延迟的多路径信号而造成的、从窄相关器输出的差分信号的失真。图4a中的曲线1代表由直接信号所规定的、鉴相器(discriminator)的反相输出。曲线2是鉴相器对延迟的多路径信号的响应曲线。图4b示出了反相的信号。

图5示例说明了补偿多路径效应的选通数字信号的相关函数(图5a)，以及窄相关器和校正选通信号的联合相关函数(图5b)。

图6是对于各种类型的相关器，由多路径效应造成的计算误差的示意图，其中，1是窄相关器，2是带有校正选通信号的窄相关器，3是码片相关器，4是多径延迟，C/A是一个码片，5是跟踪误差，C/A是一个码片。

本发明的优选实施例

图1示出了典型的、用于跟踪GPS或GLONASS系统或组合的GPS/GLONASS系统的接收机的频率(相位)和码的相关器的信号的方框图。该图代表了对模-数转换器之后的实际输入信号进行操作的通用GPS/GLONASS相关器，然而提供的方法也完全适用于对一对正交输入信号(输入信号的同相分量I和正交分量Q)进行操作的情况。通常，接收机具有一些单型跟踪信道，以同时监视几个卫星的信号。因为该特点并不反映本发明的本质，所以在这里没有对数字接收机的无线工程部分做详细的描述。通常，这样的系统包括：低噪声输入放大器；高频频带滤波器；一个混频器(或多个混频器)，用于减小频率，该混频器包含压控振荡器和闭环中频滤波器，该闭环中频滤波器的输入是来自参考振荡器(reference generator)的信号，通常，该参考振荡器是温度补偿的。从混频器输出的中频信号由IF滤波器滤波之后，在模-数转换器中被数字化。这样，就把采样速率满足奈奎斯特稳定性准则的数字信号输入到相关器中。在该图中，把输入信号No.1(GPS)和No.2(GLONASS)施加到输入信号切换电路1中，该输入信号切换电路在两个信号中选择将要在信道中进行

处理的一个。载频发生器 2 产生本地信号相位的同相(cos)和正交(sin)分量，所述的分量在混频器 3 和 4 中与输入信号相关。载频发生器通过控制总线 17 受处理器的控制，以便在载波和输入信号的相位之后结束跟踪循环。在去掉载波之后，在混频器 5、6、7、8 中，使信号的同相和正交分量与来自码序列发生器 9 的输入信号的码序列的本地副本相关。码序列的副本是在一组部件的帮助下形成的，该组部件包括码频发生器 12、码序列发生器 10 和码序列延迟发生器 9。码频发生器 12 产生码序列时钟信号，并将其施加到码序列发生器 10 输入端。处理器通过总线 17 对码频发生器 12 进行监视，以控制跟踪码延迟的循环。码序列发生器 10 根据来自码频率发生器 12 的时钟信号，产生码序列的本地副本，该码序列的本地副本对 GPS 系统的每个卫星是唯一的，而对于具有信号分频装置的 GLONASS 系统的所有卫星都是相同的。码序列的类型由处理器通过控制总线 17 预置。将码序列施加到延迟发生器 9，延迟发生器 9 对比较精确(及时)的信号副本实行临时移位，并在输出端形成信号的超前副本(E)、滞后副本(L)或精确(相同)副本(P)以及伪噪声序列的差分(E-L)(超前的减去滞后的)副本。本地 PNS 副本在相关器 5、6、7、8 中与输入信号相关，并且把相关的结果存储在累加器 13、14、15、16 中。在对输入信号的精确的和差分副本进行操作的情况下，累加器 16 存储 Qp 的精确副本的相关的正交分量，累加器 15 存储差分副本 Qd 的相关的正交分量，累加器 13 存储精确副本 Ip 的同相分量，累加器 14 存储差分副本 Id 的同相分量。处理器通过总线 17 从累加器中读出相关结果。处理器还对相关结果的累加时间进行监视。处理器通过总线 17 依次对连接到部件 1、2、9、10、12 的信道控制寄存器 11 进行控制，该信道控制寄存器 11 对跟踪信道的工作条件进行控制。信道控制寄存器的功能是在下列模式之间进行切换：“搜索”/“跟踪”、GPS/GLONASS,“宽/窄”相关器、“窄相关器”/“带多路径校正的窄相关器”。通过从累加器 13、14、15、16 中读出整个累加周期的相关结果 Ip、Qp、Qp 和 Qd，以及控制载频发生器 2 和码频发生器 12，处理器可监视输入信号的频率(相位)和码延迟之后的跟踪循环的操作，其中，整个累加周期通常选择等于 C/A 码的定相延迟(epoch)持续时间 1ms，这样，可确保对输入 PNS 的跟踪及其参数的测量。

众所周知，在跟踪码的闭合环路中的鉴相器的输出端的差分信号整形器中使用的窄相关器中，信号的超前和滞后副本之间的延迟小于码序列的一个字符的长度，与通常的在副本之间存在一个字符的差别的宽相关器相比较、

该窄相关器具有许多优点。首先，用于跟踪码延迟的闭合环路的鉴相器的输出端的信噪比最好，由以下公式确定：当使用准时和差分相关器时，公式为 $I_{E-L}I_P+Q_{E-L}Q_P$；或者，当借助于超前和滞后相关器形成鉴相器的信号时，公式为 $I_E^2+Q_E^2-(I_L^2+Q_L^2)$。

此外，窄相关器可减小多路径传播的负面效应。使用窄相关器选通脉冲可以对多路径效应进行补偿，从而有可能更进一步削弱多路径传播对系统操作的影响，并且在某些情况下还可以彻底消除多路径效应。

图 2 所示的是码序列延迟发生器的操作的方框图，该码序列延迟发生器与码频发生器和码序列发生器一起使用，码频发生器和码序列发生器在它们的输出端形成输入信号的精确和差分(超前的减去滞后的)副本。另外，整形器 9 响应控制信号，根据差分副本产生补偿多路径效应的选通信号序列。码频发生器 18 根据输入参考频率 Fs，响应处理器的控制信号，产生必要的码频(具有所需的多普勒偏移量)。码发生器 19 根据输入码频和来自码序列处理器的信号，在其输出端形成输入 PNS 的副本。产生的序列施加到移位寄存器 20 的输入端，该移位寄存器 20 具有用于对信号的准时副本(P)、超前副本(E)和滞后副本(L)进行整形的分支。超前和滞后副本在“XOR”加法器 22 中相加，在其输出端产生差分副本信号。延迟脉冲发生器 21 使用参考频率 Fs 的信号、从码频发生器 18 输出的码频信号和来自码发生器 19 的有关当前字符的伪随机序列的极性的信息，来确定码字符的边界，并产生补偿多路径效应的输出数字信号，该数字信号在延迟 d/2 的伪噪声序列的精确副本的每个字符的末端开始，并且具有精确副本字符的极性，其中，d/2 等于信号的超前和滞后副本之间的延迟的一半。当开关 24 在“导通”的位置时，加法器“XOR”23 接收差分副本数字信号和选通脉冲序列的信号，由此在其输出端产生带有补偿多路径效应的校正选通脉冲的差分鉴相器信号。当开关 24 处于“断开”的位置时，整形器仅在其输出端产生信号的差分副本。可以确定，用于窄相关器模式的、(E-L)信号的差分副本代表持续时间等于超前与滞后副本之间的延迟的数字信号的序列，并且仅在具有正极性的码字符的极性发生变化时才出现信号。当改变正方向的字符极性时，数字信号的临时中心与精确码字符的边界一致。正方向的字符极性的注解(remark)是有条件的；我们应该理解，字符极性的改变顺序将确定差分字符的极性，在这种情况下，认为哪个方向是正方向完全不重要。

图 3 图解说明了形成上述字符序列的操作。图 3a 示出了码发生器输出的码周期为Δt 的 PNS 序列。图 3b 示出了从窄相关器输出的，即加法器 22 之后的数字脉冲的序列。图 3B 示例说明了延迟脉冲发生器输出的选通校正信号的序列。最后，图 3d 示例说明了组合信号，即，窄相关器输出的信号与用于多径调整的选通信号联合的信号。

图 4 图解说明了多路径现象对窄相关器操作的负面影响。图 4a 中的曲线 1 代表由直接信号规定的鉴相器的反相输出。曲线 2 是鉴相器对延迟(多路径)信号的响应，其幅度等于直接信号的幅度的一半，并且延迟为 PNS 码序列的字符持续时间的一半。信号的超前和滞后副本之间的延迟是 0.25 个 PNS 字符持续时间。为简化起见，对理想的、具有无限通频带的 IF 滤波器进行计算。在两个信号都到达的情况下，鉴相器的输出代表对直接信号和延迟信号的综合响应(图 4b，信号是反相的)。很明显，在这种情况下，鉴相器的 0 输出与直接信号的非 0 延迟相对应，即，由于多路径效应的出现产生了测距误差。

将校正选通信号与窄相关器一起使用，能减小这种负面效应。这在图 5 中进行了图解说明。图 5a 示出校正信号与输入 PNS 的相关结果。在其与窄相关器鉴相器的输出(图 4a 中的曲线 1)的组合中，窄相关器鉴相器的输出带有校正选通信号，如图 5b 所示(反相的信号)。很明显，在这种情况下，延迟大于 1.5d 的多路径信号不会对鉴相器信号造成任何影响。有这样一种可能性，就是出现多径信号的延迟等于伪随机序列的一个字符的、鉴相器的误差信号(延迟+1 附近的负三角)；但是，通常，具有这种延迟的多路径信号的幅度很小，其负面效应也无关紧要。

图 6 是取决于多路径信号的延迟的、C/A 码信号的鉴相器的距离误差的示意图。直接信号和多路径信号的组合有如下的关系：

$$Sm(t)=A*C_f(t)*\cos(w_0t+\Phi)+\alpha*A*C_f(t-\delta)*\cos[w_0(t-\delta)+\Phi],$$

其中，A 是直接信号的幅度，$C_f(t)$是伪随机序列的滤波后的信号，

w_0 是载波频率，

Φ是载波相位，

α是信号相对幅度，

δ是多路径信号相对于直接信号的延迟。

在窄相关器的情况下，对稳态条件下，使用鉴相器 $I_{E-L}I_P+Q_{E-L}Q_P$，鉴相器

输出的信号具有如下的形式:

$$E(\tau_k)=[R_f(\tau_k-d/2)-R_f(\tau_k+d/2)]R_f(\tau_k)$$

$$+\alpha^2[R_f(\tau_k-d/2-\delta)-R_f(\tau_k+d/2-\delta)R_f(\tau_k-\delta)$$

$$+\alpha[R_f(\tau_k-d/2)-R_f(\tau_k+d/2)]R_f(\tau_k-\delta)\cos\Phi_m$$

$$+\alpha[R_f(\tau_k-d/2-\delta)-R_f(\tau_k+d/2-\delta)]R_f(\tau_k)\cos\Phi_m$$

其中 $R_f(\tau)$是伪随机序列的滤波后的自相关函数，τ_k是码跟踪误差，d是伪随机序列的超前和滞后副本之间的延迟，$\Phi_m=w_0*\delta$是直接信号与延迟信号之间的相位差。

对于使用带有一串选通信号的窄相关器的情况，鉴相器输出信号具有如下的形式:

$$E(\tau_k)=[R_f(\tau_k-d/2)-R_f(\tau_k+d/2)]R_f(\tau_k)$$

$$+\alpha^2[R_f(\tau_k-d/2-\delta)-R_f(\tau_k+d/2-\delta)R_f(\tau_k-\delta)$$

$$+\alpha[R_f(\tau_k-d/2)-R_f(\tau_k+d/2)]R_f(\tau_k-\delta)\cos\Phi_m$$

$$+\alpha[R_f(\tau_k-d/2-\delta)-R_f(\tau_k+d/2)-\delta]R_f(\tau_k)\cos\Phi_m$$

$$+S_f(\tau_k+1+d/2)R_f(\tau_k)$$

$$+\alpha^2S_f(\tau_k+1)+d/2-\delta)R_f(\tau_k-\delta)$$

$$+\alpha S_f(\tau_k+1+d/2)R_f(\tau_k-\delta)\cos\Phi_m$$

$$+\alpha S_f(\tau_k+1)+d/2-\delta)R_f(\tau_k)\cos\Phi_m,$$

其中 S_f是具有相对持续时间d的校正脉冲和伪随机序列信号的滤波后的

相关函数。

通过设置$\Phi_m = 0$，然后，$\Phi m = \pi \alpha = 0.5, d = 0.1$，并对此时的$E(\tau_k)$求解上述方程式，有可能计算出测距误差。为简化计算，图 6 示出了滤波器具有无限通频带的理想情况下的测距误差的结果。

工业适用性

本发明的上述实用的实施例说明，所申请的补偿多波束效应的方法和基于它的全球定位系统的多信道数字接收机，在技术上是可行的，工业上是可以实现的，并且可以解决受多路径效应影响的 GPSA 和 GLONASS 系统的伪噪声信号的有效接收和解码的技术任务。

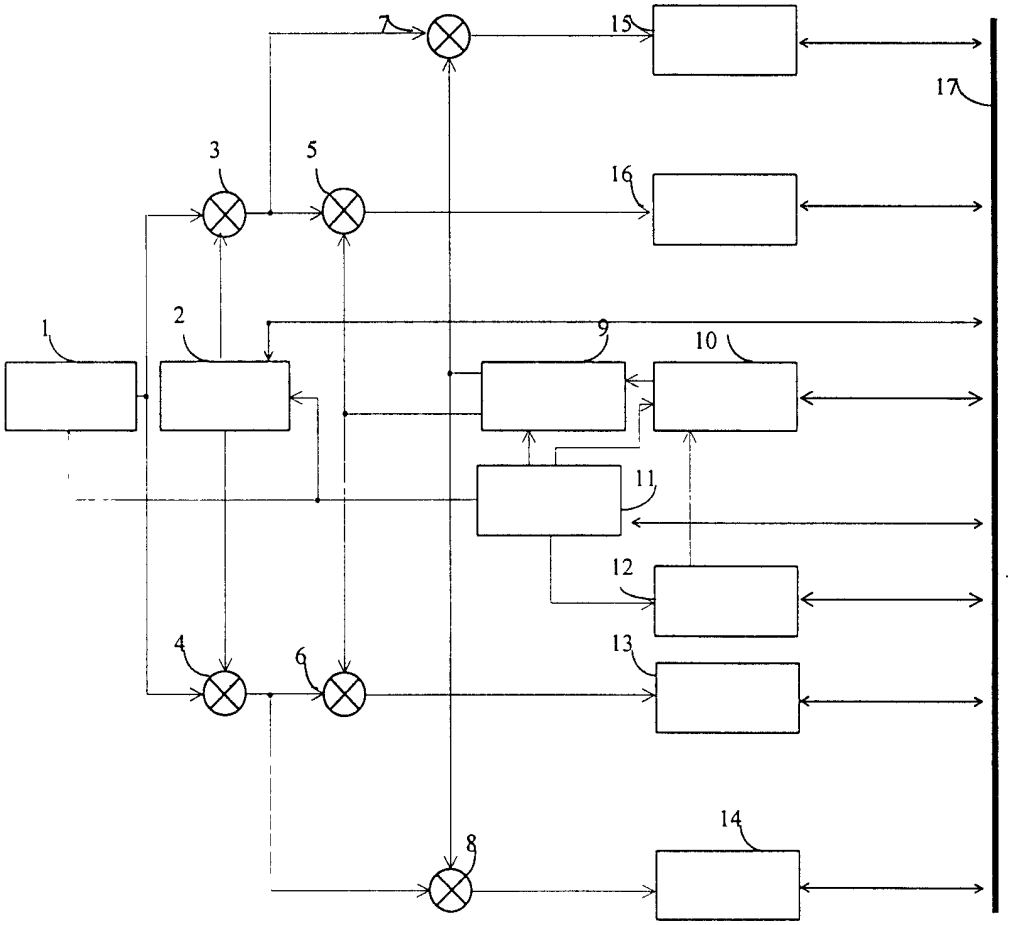


图 1

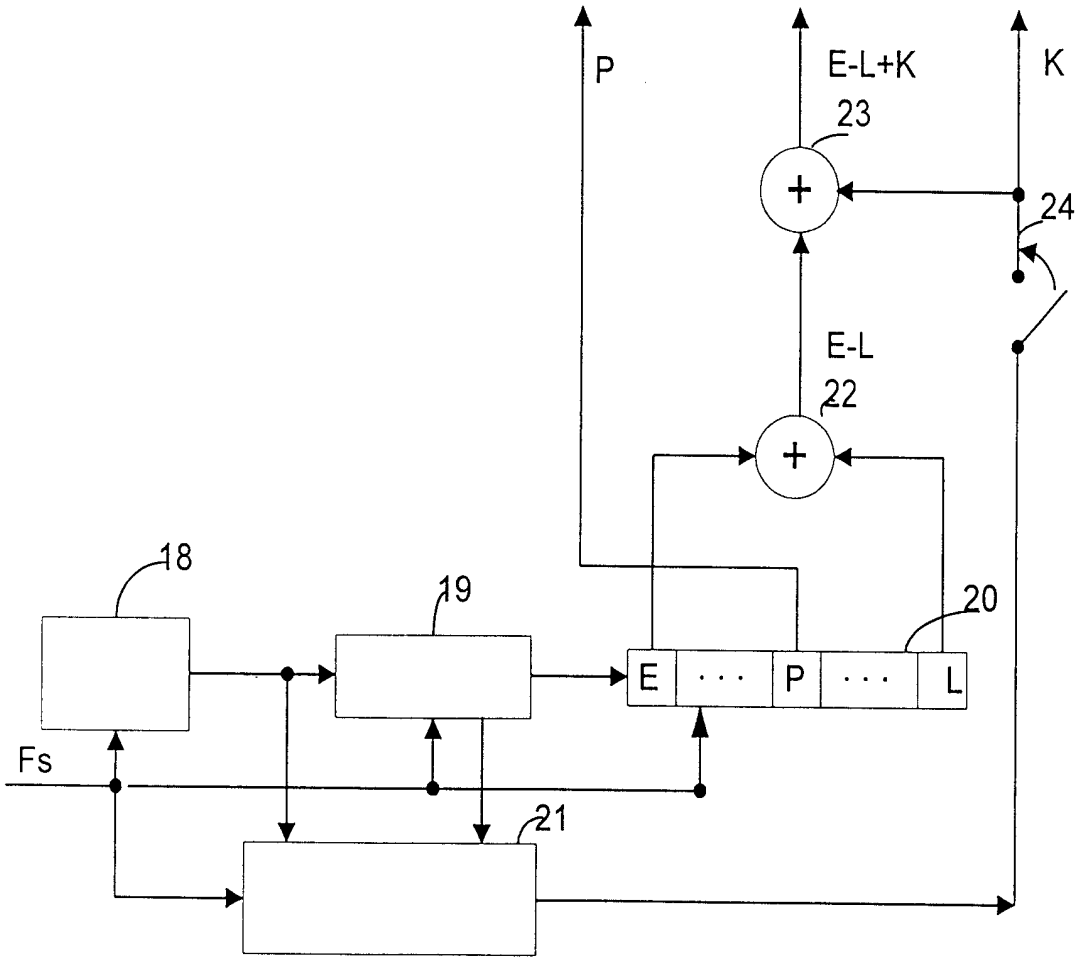


图 2

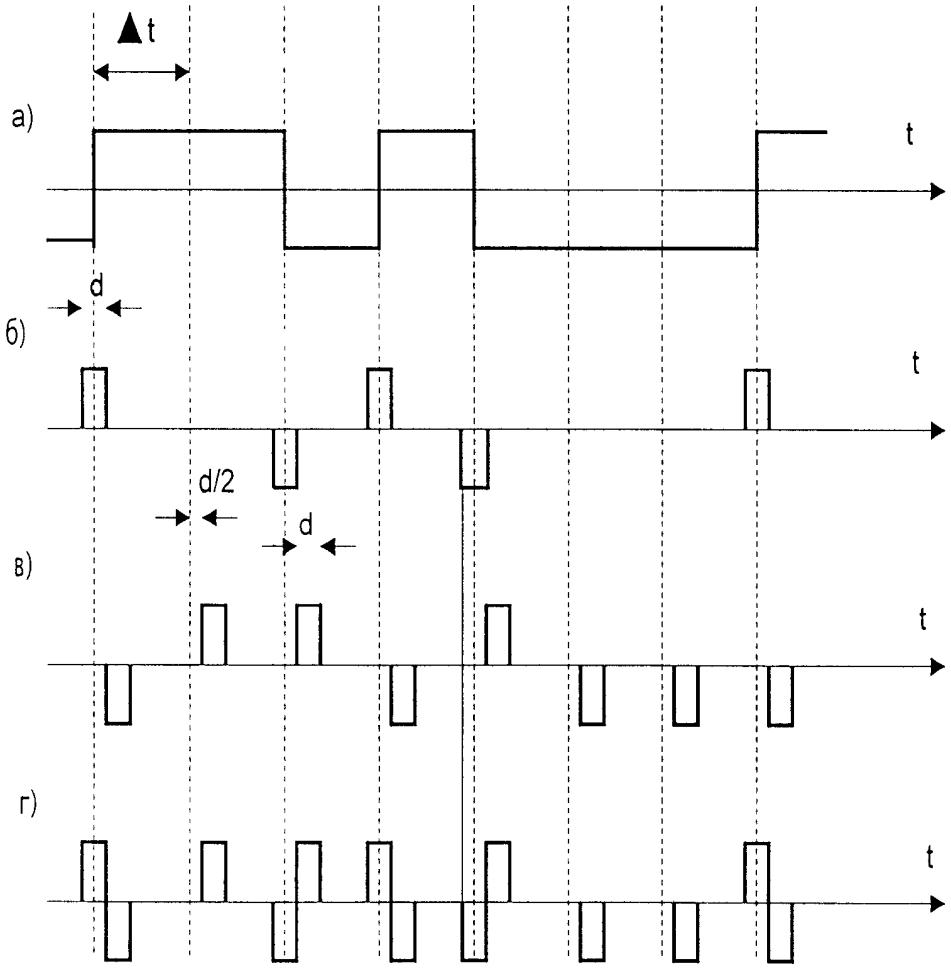


图 3

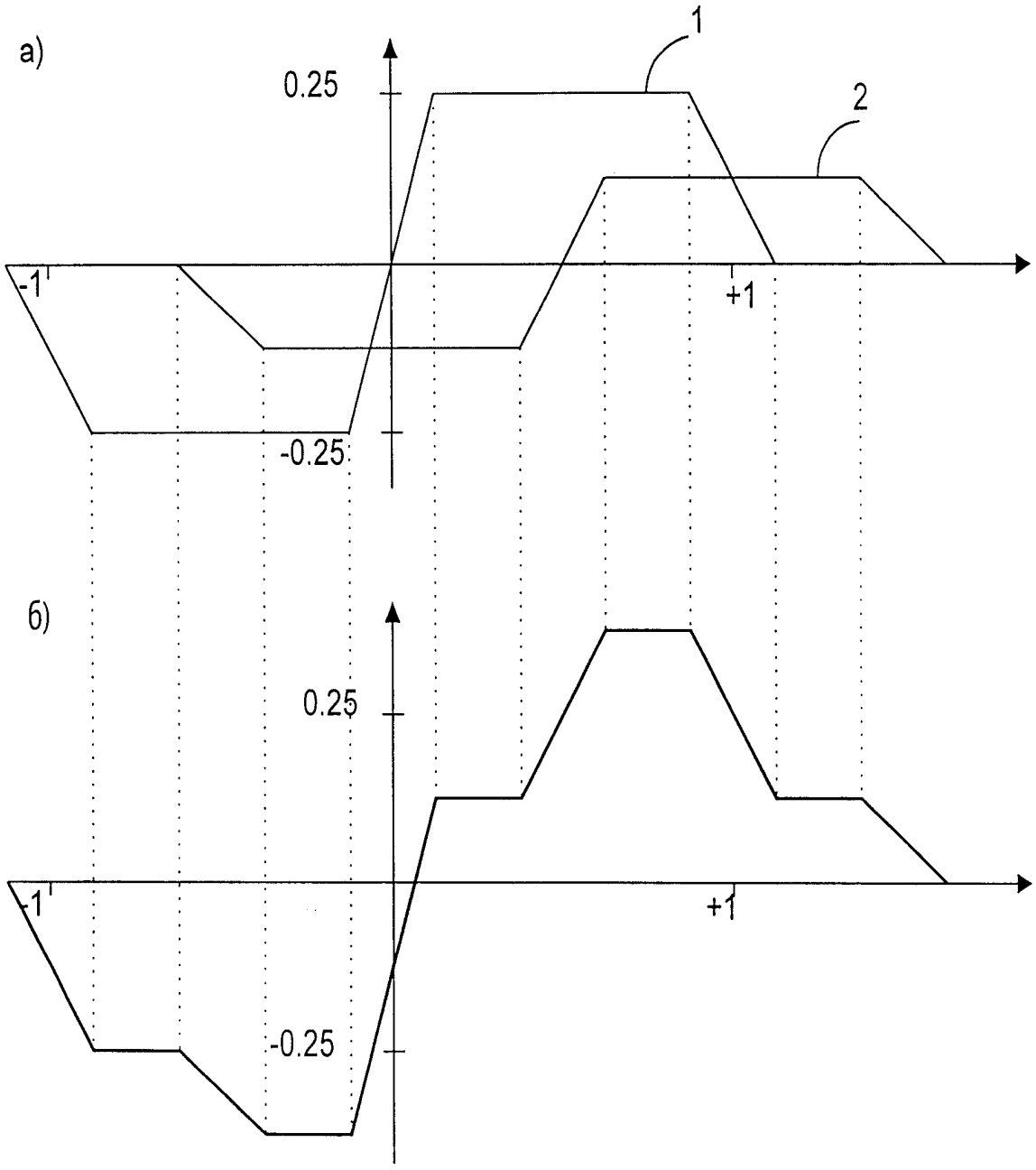


图 4

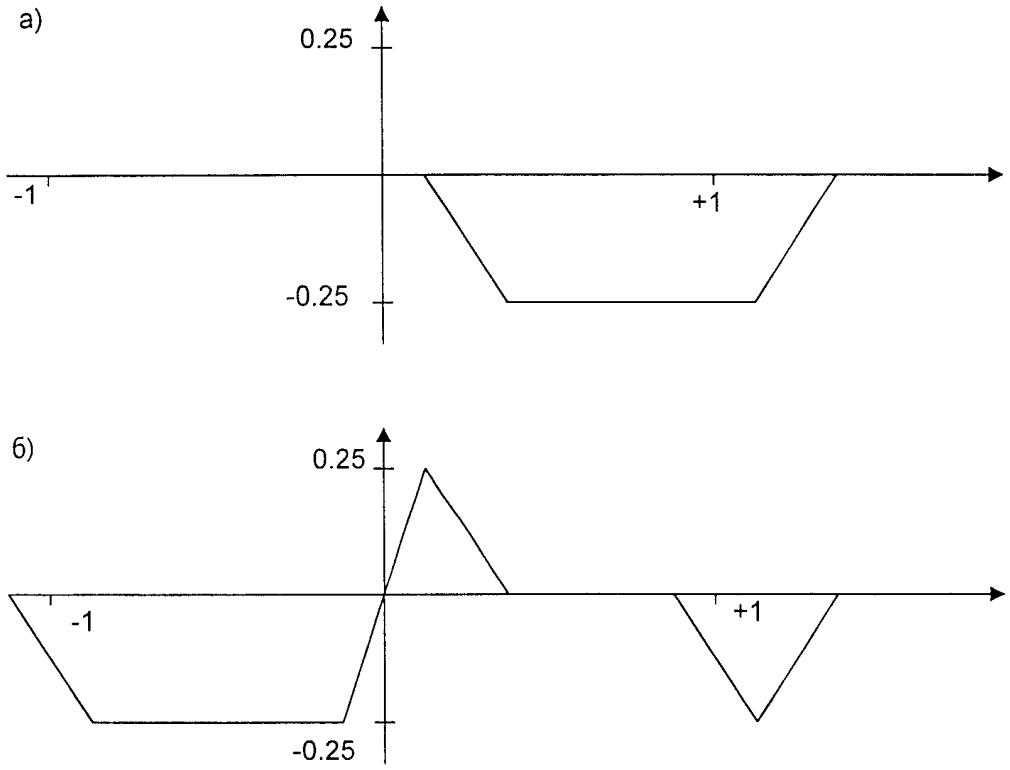


图 5

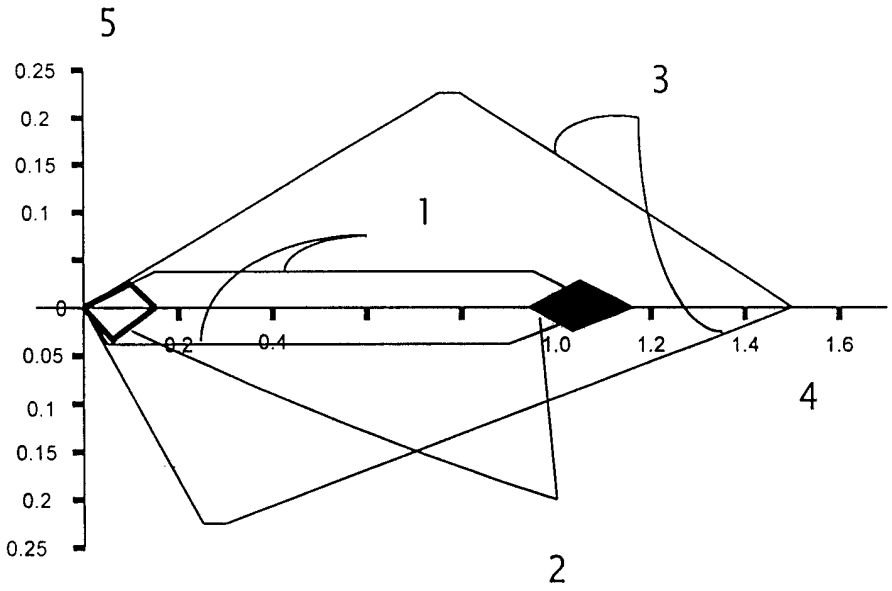


图 6