

[19] 中华人民共和国国家知识产权局

[51] Int. Cl⁷

H04L 1/24

H04B 1/12



[12] 发 明 专 利 说 明 书

[21] ZL 专利号 97199522.2

[45] 授权公告日 2004 年 4 月 14 日

[11] 授权公告号 CN 1146182C

[22] 申请日 1997. 11. 3 [21] 申请号 97199522. 2

[30] 优先权

[32] 1996. 11. 8 [33] DE [31] 19646164. 2

[86] 国际申请 PCT/EP1997/006042 1997. 11. 3

[87] 国际公布 WO98/21849 德 1998. 5. 22

[85] 进入国家阶段日期 1999. 5. 7

[71] 专利权人 德国电信股份有限公司

地址 联邦德国波恩

[72] 发明人 迪特马尔·鲁道夫

克里斯蒂安·赫尔勒

安德烈亚斯·舍费尔

审查员 邢文飞

[74] 专利代理机构 上海专利商标事务所

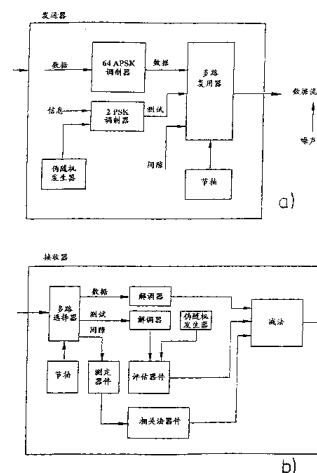
代理人 李家麟

权利要求书 1 页 说明书 5 页 附图 2 页

[54] 发明名称 数字信号传输过程

[57] 摘要

本发明所涉及的是数字信号的传输过程，特别是在调幅波段(广播波段)、高电平调制(最好是 32APSK 或 64APSK)的用于传送数据块的传输过程。该过程的特征是，在接收端，实施对噪声的周期性测定，并将由此确定的噪声信号从接收到的信号中减去。



1. 一种传输在载波上被调制的数字信号的方法，它包括的步骤有：
周期交替地传送一测试序列与一所需信号；
所述测试序列在接收器一端被取平均值，以求得一噪声载波；以及
从接收到的所需信号中减去所述噪声载波，
其中所述测试序列无直流分量。
2. 如权利要求 1 所述的方法，其特征在于：还包括低电平调制所述测试序列的步骤。
3. 如权利要求 2 所述的方法，其特征在于：对测试序列的调制步骤中采用 2 PSK 的调制。
4. 如上述权利要求 1-3 所述的方法，其特征在于：还包括高电平调制所需信号的步骤，其中所述高电平调制采用 32APSK 或 64APSK。
5. 如上述权利要求 1-3 所述的方法，其特征在于：传送所述测试序列的步骤包括传送一伪随机数据列，它具有足够长度，不含直流分量。
6. 如上述权利要求 1-3 所述的方法，其特征在于：还包括以下步骤：在特定时段周期性地不发送任何信号。
7. 如权利要求 6 所述的方法，其特征在于：在所述特定不发送任何信号的步骤中包括对接收到的信号进行评估来对噪声加以确定的步骤，其中所述评估是使用相关法来进行。
8. 如上述权利要求 1-3 所述的方法，其特征在于：还包括以 25 赫的频率重复所述测试序列的步骤。

数字信号传输过程

本发明所涉及的是数字信号的传输过程，特别是调幅波段、高电平调制(最好是 32APSK 或 64APSK)的用于传输数据块的传输过程。

在数字广播传输中，为提高效率，必须使用高电平调制过程，例如 64APSK(幅度相位移动键控)。然而，这样的高电平调制过程的缺点在于即使较小的噪声信号也会引起对所接收的数据的破坏。为解决这个问题，一方面，使传输功率适当提高，这样可以减少较小的噪声信号的影响。另一方面，在接收端采用噪声抑制系统，由它来将噪声信号从接收信号中滤掉。这样做的优点在于可使发送器工作在较低的功率上。

在《Proceedings of the IEEE》1975 年 12 月份第 63 卷 1692-1716 页中由 B.Widrow 等人发表的题为“自适应噪声消除法：原理与应用”的文章中，描述了一个在接收端具有两个信号输入端的结构。在第一个输入端上的是包括噪声在内的所需的信号。在第二个输入端上的单单是噪声。在第二个输入端上的噪声自适应地被滤出，并使其从第一个输入端上的接收信号中被减去。这样得到的结果，就是可用于进一步处理的所需信号了。

这种噪声抑制系统的缺点在于必须用到复杂的从而昂贵的自适应滤波器，并且，还必须一直不断地单独测定噪声信号。该系统不能用于广播之中。

因而，本发明的目的就在于提出一种传输数字信号的过程，其中噪声抑制可以用简便的方式做到。

本发明的目的，是由一个具有权利要求 1 的特征的过程来达到的。通过在接收端对噪声作周期性的检测并将由此决定的噪声信号从接收信号中减去，就使整个结构得以简化，尤其是不再需要自适应滤波器。另外，不必要求噪声信号始终以独立于被传输的数据流的形式出现。

业已证明，在各个被传输的数据块前加上一个二进制数据序列(称为测试序列)，使这样的二进制数据处于低电平调制，例如用 2PSK(相位移动键控)，是很有利的。测试序列最好是一种伪随机序列形式，它有足够的长度，无直流分量。通过上述低电平调制过程，可以在接收端方便地确定频率和相位，从而可以对数

据块加以处理。

为了确定噪声信号，最好对测试序列的间隔加以选择和平均化。因为实际的二进制数据在平均化过程中彼此抵消，因而结果是只剩下噪声信号，然后就可将噪声信号从接收到的数据信号中减去。

在本发明的另一个优良实施例中，被传输的信号序列具有所谓的间隙，在间隙中，发送器不发送任何信息。这些间隙周期性地重复，被接收器用于测定噪声信号。

本发明的其他优良实施例，可从其他从属权利要求中了解到。

现在在一个样本实施例的基础上较详细地对本发明加以说明，结合下列附图：

图 1a 是一个发送器的功能框图；

图 1b 是一个接收器的功能框图；

图 2 是多幅用来说明该过程的图。

在(常用)调幅波段(广播波段)的数字传输中，使用的迄今存在的 9 千赫的频道网格(grid)。当然，按地区不同，也可以使用 10 千赫的频道网格，使可传输的数据速率提高约 11 %。这样可以达到更良好的音频质量与/或对附加数据的更高的速率。在单一载体过程的情况下，接收器由被传送的数据的一个特定的部分(例如由一个测试序列)中导出信息(例如有关所用带宽的信息)。

在本过程中，传输的数据流包含有不同的交变序列，如图 2 所示。第一个将被提到的序列是一个被称为“数据时钟”的序列，数字化的所需信号在其内传输。前已提及，所需信号的二进制数据是高电平调制的，例如 64APSK 调制。处于数据时钟前面的是已提到过的测试序列，后者的二进制数据包含有各种为在接收端恢复所需信号所需要的各种信息。与数据时钟的数据相比起来，测试序列的数据是低电平调制的，例如使用 2PSK 过程。

图中所示的测试序列和数据时钟前后相继，是周期重复的，测试序列的传输速度最好使用每秒 25 次。

当周期间隔更大时，例如每秒种 1 次，数据时钟由一个被称为“间隙”的序列所取代。在这部分时间段，发送器不发送任何信息，结果是接收器只接收到噪声信号，如果有的话。

测试序列本身在接收器中有多种功能。例如，它包含有关于传输的究竟是模

拟信号还是数字信号的信息。如果是数字传输，接收器就以相关的设置来求得通道带宽。并且，还能够由测试序列中不仅确定精确的信号幅度，还可以确定载波频率、其准确的相位以及时钟脉冲的精确计时。这类信息，对解调是必须的。这样，就可以免掉以往一直使用的锁相回路。而且，还可以确定传输通道的脉冲响应和通道的传输函数，从而可以来设定为消除来自接收到的数据的噪声而使用的自适应均衡器。所以，用单一载体过程得到了数字传输的“单一频率网络”能力，因为接收器并不对某个回波和来自另一个发送器的信号这二者加以区分。

最后，可以以测试序列为基础来测定某个已有的噪声信号。噪声信号，系被理解为来自于工作在同一个信道中的一个调幅发送器的某个噪声载波。这个噪声载波的频率几乎处于信道带宽的中央，因为广播发送器经常以很高的频率精度发送。按照幅度和相位确定噪声载波的过程如下所述：

在(数字)发送器中，产生出一个伪随机序列，并以低电平调制过程(这里是2PSK)过程加以处理后发送。伪随机序列被理解为这样的一个二进制数据序列，它不产生重复，且平均值为零，也即无直流分量。图2画出了这样一个以1和-1为值的序列，其平均值为零，该序列无直流分量。在图2的2PSK图中，画出了-1数据和+1数据，分别为X轴上向左的向量和向右的向量。所谓的决策阈值，在现在的情况下是跟Y轴相重合的。这个仅在理想情况下由接收器接收到的信号，叠加有噪声载波信号，后者在2PSK图中以标有S的点划线表示。这样，接收器接收到以R表示的信号，其数据为-1和1。然后，接收到的信号R在接收器中经过一个充分长的时间周期而被平均化。如前所述，因为二进制数据1，-1在平均化时互相抵消，因而，经平均化后就得到了噪声载波S。当数据块被接收时，该噪声载波就被从接收数据中减去，结果得到了无噪声载波的所需信号。

由于噪声载波本身的频率和相位变化很小，因而在目前的情况下可以将测得的噪声载波信号用于稍后时间接收到的数据。

如果噪声载波的频率不同于信道的中心频率，那么，可以由噪声载波信号S的两次相继的测定中计算得到一个角度差值。这个角度差值然后除以两次测定之间的时钟脉冲数，其商即为每时钟脉冲的角度变化。在此基础上，就可以算出数据时钟中每个数据的噪声载波信号。按照采样定理，用这个方法可得到与由测试序列的重复率所得的值的一半相对应的微分频率。在每秒25个测试序列的情况下，所得结果是一个为 ± 12.5 赫的需校正的微分频率。由于广播发生器载波信号

的频率波动较小，故而这个过程可使用于这样的噪声。

如果微分频率超过这个值，例如当噪声来源于显示屏或电源单元时，那么，就要作如下所述的噪声抑制：

噪声信号，下面被称为噪声线，它们可以偏离载波至 ± 4.5 千赫。这个极限值对应于前面提到过的数字信号带宽的极限值。如果这样的噪声线影响被传送的数据块信号，那么，可以认为，该噪声线也将在传输间隙中可以测定。因而，为了确定该噪声线，在周期性的间隙中实施噪声信号测定，用相关法来确定噪声线的周期。从而，被确定的噪声线样本可以周期性地继续。相关法应对 I 分量和 Q 分量分别进行，这样可以使相位旋转得以覆盖。为了确定与某个相关的数据块相对应的噪声线的精确的位置与幅度，在每个测试序列内部又继后再作一次新的相关法。然后，由内插法确定的噪声的相关值，可以从被传送的数据块的对应数据中减去。这样，所需信号也被去除了例如由显示屏或电源单元所产生的噪声。

与上述过程相对应，为直观起见，图 1 画出了一个功能块的示意图，其中图 1a 给出了发送器，图 1b 给出了接收器。发送器 S 提供有所需信号的二进制数据(数字化的，例如，由一个“数/模”转换器加以数字化)，在那里，由一个 64APSK 的调制器将数据转换成对应的已调制形式。测试序列是由一个 2PSK 调制器产生的，而该调制器除了调制与接收器有关的信息以外，还对由伪随机发生器产生的一个二进制数据序列进行调制。这个数据序列有足够的长度，无直流分量，从而，当该二进制数据取平均值时，所得结果为某个预定值，最好取零值。

这两个调制器将它们的信号传送到一个多路复用器，由后者产生如图 2 所示的序列，在每个数据块序列与测试序列之间产生有间隙。

在接收器中，已受传输过程中噪声的影响的这个数据流，被送到一个多路分配器，由后者将各个序列彼此区分开来，并分别将数据序列和测试序列送到其对应的解调器中去。有一个评估器件从测试序列中导出精确的载波频率，相位以及精确地时钟脉冲和时钟脉冲相位，这是为恢复被传送的数字信号所必需的。为了能做到这样的评估，评估器件被提供有与发送器所用的相同的伪随机数据序列。

为了确定噪声信号，评估器也实施对测试序列的特定部分取平均值。然后，这个噪声信号被送到一个减法器件，将它从受噪声影响的数据信号中减去。

在间隙期间由接收器接收到的噪声信号，由一个测定器件加以测定。然后，被测定的信号被送到一具相关法器件(correlation device)，后者由前一次测定所得

的被测定信号来确定噪声信号，并将其送往减法器件。然后，在减法器件的输出处，可得到无噪声信号的所需信号。

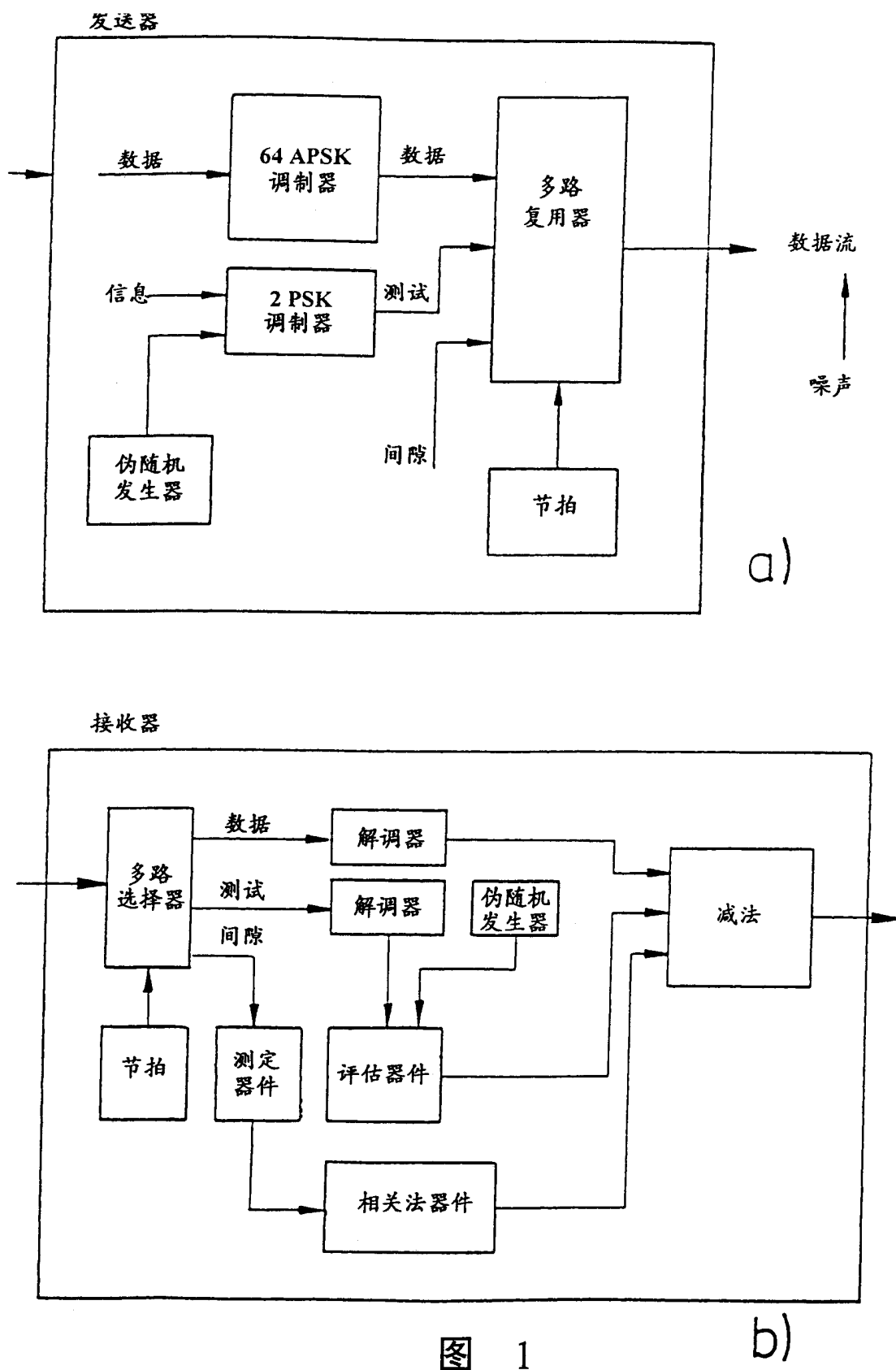


图 1

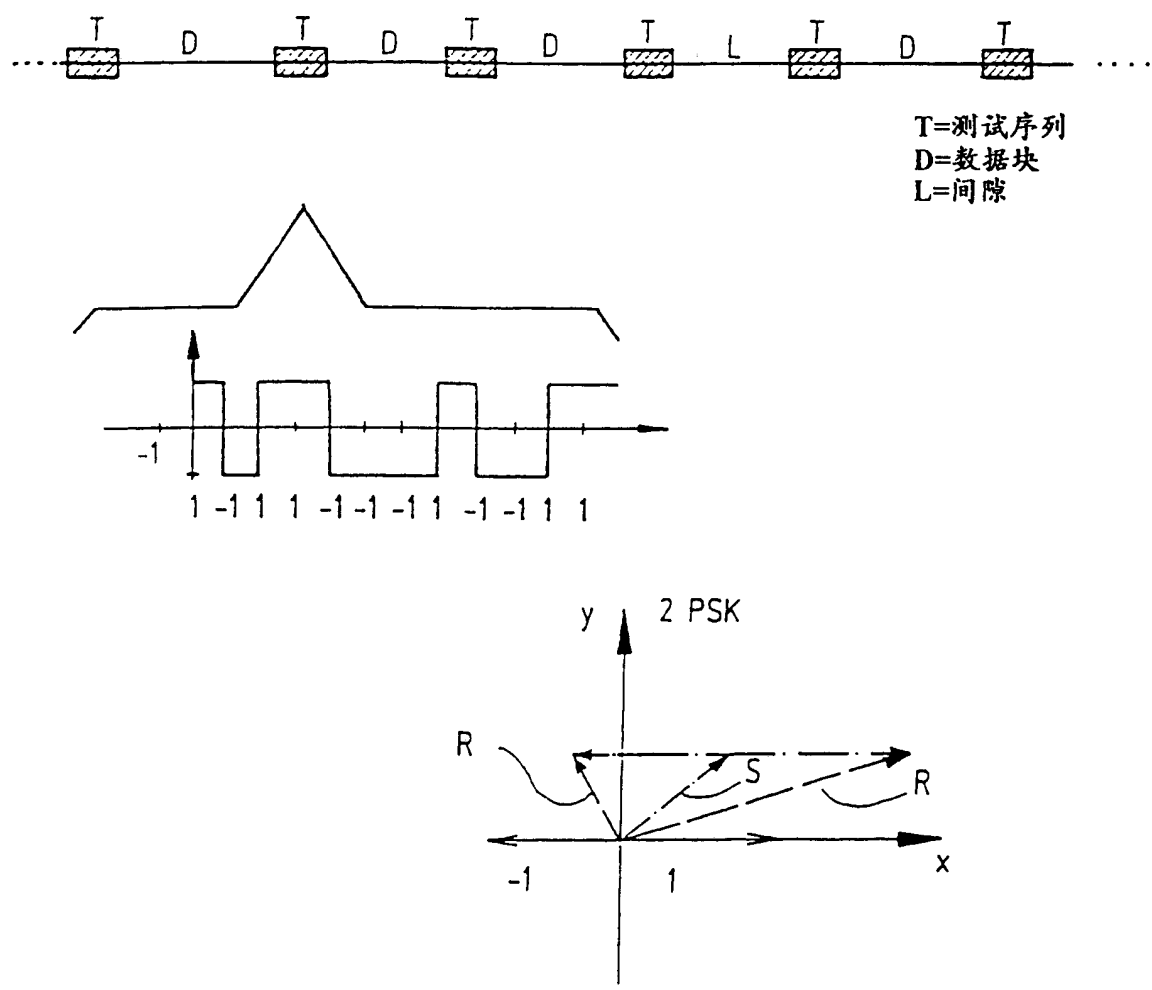


图 2