

# [12] 发明专利说明书

[21] ZL 专利号 93115068. X

[45] 授权公告日 2001 年 10 月 17 日

[11] 授权公告号 CN 1073319C

[22] 申请日 1993. 11. 19

[21] 申请号 93115068. X

[30] 优先权

[32] 1992. 11. 20 [33] US [31] 979, 123

[73] 专利权人 休斯电子公司

地址 美国加利福尼亚州

[72] 发明人 R·W·舒尔克拉夫特

[56] 参考文献

EP 0474491A1 1992. 3. 11 H04L7/08

US 5029184A 1991. 7. 2 H04L27/30

审查员 陈 谦

[74] 专利代理机构 中国专利代理(香港)有限公司

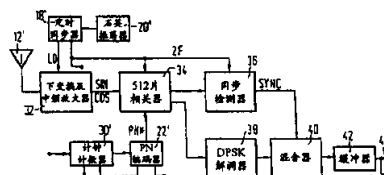
代理人 吴增勇 叶恺东

权利要求书 4 页 说明书 15 页 附图页数 4 页

[54] 发明名称 伪噪声信号的相关和解调装置

[57] 摘要

一种伪噪声(PN)相关和解调方法和装置,其中接收信号与本机产生的 PN 码作相关运算,而相关量相应于从可能的多个通路接收的信号保持多个时间二进制数,代替选择一个或少数几个有效相关量控制数据解调,本发明的方法对多个时间二进制数进行数据解调,之后选择相应于有效相关量的数据值并根据在相关期间确定的相对强度对它们进行加权而将选择的数据值混合。本发明可改进多路条件下的信号质量和连续性。



I S S N 1 0 0 8 - 4 2 7 4



## 权 利 要 求 书

---

1. 一种用来相关和解调所接收的伪噪声 (PN) 调制信号的装置, 以改善在多路条件存在时的特性, 其特征在于, 该装置包括:

相关装置, 用以将接收信号的数字化抽样与本机产生的 PN 码序列相关, 以获得在覆盖可能的多路条件的多个连续时间二进制数的相关测量;

解调装置, 用以将接收信号解调, 以获得与所有时间二进制数有关的基带数据;

用以根据所获得的相关数据对多个时间二进制数的基带数据进行滤波, 以产生与表示有用分量的相关测量有关的有用基带数据的装置; 和

信号组合装置, 用以按照它们的相对信号强度的比例组合有用的基带数据分量;

从而使多路信号分量的同时使用改善整体信号质量和确保数据接收的连续性。

2. 如权利要求 1 所述的装置, 其特征在于,

从所接收的信号导出的数据符号可按一数据符号比率改变状态, 且每个接收记号持续一数据符号区间;

相关装置对接收信号的连续段进行操作, 其中在每一数据符号区间有一整数的段数; 和

相关装置包括:

相关机构, 用以将本机产生的 PN 码与接收信号的连续移动段相关, 以取得关于信号段多个时间二进制数的多组相关测量; 和

积分机构, 用以对每个数据符号区间中的所有段的连续相关测量组进行积分。



3. 如权利要求 2 所述的装置, 其特征在于, 所述相关机构还包括:

用以根据相关测量对每一数据符号区间产生一组同相 (I) 和正交 (Q) 信号的装置; 和

用以根据 I 和 Q 信号对每一数据符号区间产生近似地与  $(I^2 + Q^2)$  成正比的相关值信号组的装置。

4. 如权利要求 3 所述的装置, 其特征在于, 还包括:

用以将相关值信号就所选多个数据符号区间进行积分的装置;

用以检测在积分相关值信号中的峰值的装置; 和

用以根据所检测的峰值产生表示多路分量的到达时间的同步信号的装置。

5. 如权利要求 4 所述的装置, 其特征在于, 解调装置包括用以对每一数据符号区间从所述接收的 I 和 Q 信号导出多个数据值的装置, 该多个数据值与多路分量的到达时间有关; 和

用以将有用的基带数据分量按其相对强度的比例进行组合的装置包括, 将所选择的多个数据值进行累加的装置, 从而使多个选择数据值只有它们及时对应于有效相关测量才被累加。

6. 如权利要求 3 所述的装置, 其特征在于, 所述用以产生近似地与  $(I^2 + Q^2)$  成正比的相关值信号组的装置包括:

用以决定 I 和 Q 信号值而不管其符号的装置; 和

用以将 I 和 Q 信号的值相加的装置。

7. 一种用于伪噪声 (PN) 调制调解器的装置, 用以处理所接收的射频 (rf) 信号, 该射频信号是经过 PN 码采用四相相移键控 (QPSK) 的形式调制的, 且具有数据值, 其特征在于, 该装置包括:

变频装置, 用以将接收到的 rf 信号变换为较低频率;

用来产生四相 PN 码序列的装置;



相关装置，用以将正弦和余弦分量与本机产生的 PN 码序列相关，以产生对应于所接收信号的时间段的多个时间二进制数的相关测量；

积分装置，用以对所述相关测量就多个时间进行积分，以产生每一连续数据符号区间的积分相关测量；

产生装置，可在每个数据符号区间的端点操作，用以根据所述积分相关测量对每一时间二进制数产生同相 (I) 和正交 (Q) 的分量信号，和产生对应的相关值信号组，其中每个信号对应于一个二进制数；

DKSP 调制解调器，用以从每组这样的信号中的每对 I 和 Q 分量信号导出数据值，从而对每一时间二进制数导出数据值，而与多个二进制数的可能的无效数据值无关；

同步信号产生装置，用以从超过一预选阈值的相关值信号产生同步信号，以识别与多个接收信号通道有关的时间二进制数；和

信号组合装置，用以在同步信号的控制下，组合来自所述 DPSK 调制解调器的数据值，其中只有那些被相关测量所鉴别的数据才被组合，并按照它们的相关值大小而被加权，以改善接收数据的质量所连续性。

8. 如权利要求 7 所述的装置，其特征在于，从所接收的信号而被导出的数据符号可按一数据符号比率而改变其状态，且各接收数据符号持续一数据符号区间；

相关装置对所述接收信号的连续段进行操作，其中在每一数据符号区间中有一整数的段数；和

所述相关装置包括：

相关机构，用以将本机产生的 PN 码序列与接收信号的连续移动段相关，以获得对多个与信号段有关的时间二进制数的多组相关测量；和

积分机构，用以对各数据符号区间中的全部段的连续相关测量进行积分。

9. 如权利要求 8 所述的装置，其特征在于，所述同步信号产生装置包括：

积分装置，用以就所述选择的多个数据符号区间对相关值信号进行积分；

用以检测在超过预选阈值的积分相关值信号中的峰值的装置；

和

用以根据所述检测峰值产生表示检测峰值的定时的同步信号的装置。

10. 如权利要求 7 所述的装置，其特征在于，所述用以产生相关值信号组的装置包括：

用以决定每组 I 和 Q 信号值的大小而不管其符号的装置；和

用以将 I 和 Q 信号相加的装置，以提供近似地与  $(I^2 + Q^2)$  成正比的相关信号。



## 说 明 书

---

### 伪噪声信号的相关和解调装置

本发明涉及一种带有用于在发送信道上施加伪噪声 (PN) 调制信号的发射机和用于从信道中接收所述伪噪声调制信号的接收机的发送系统, 所述接收机包括相关装置, 用于使已接收的信号的数字化采样值与本机产生的 PN 代码序列相关。

本发明还涉及用于这种发送系统的接收机。

根据前文所述的发送系统是从“移动无线通讯”一书 (Raymond Steele 著, Pentech Press Publisher London 出版) 45-51 页得知的。

通信数字调制技术是众所周知的, 并且包括相移键控 (PSK), 其中等幅载波信号相位上有选择地翻转以指示数据信号状态的二进制变化。在四相移相键控 (QPSK) 中, 如成对数据位确定, 调制载波可呈现四个相位状态中任一个。

为了安全或其它原因, 调制载波信号还可经扩展频率调制。如其名称所示, 扩展频谱信号是在一宽频带展布的并相对来说不受窃听和堵塞的影响。一种技术使用了伪随机 (PN) 码序列以获得所需频谱扩展。一个 PN 序列是多次循环后重复自身的二进制序列。因此, 序列中的二进制数不是真正的随机, 但是, 如果序列重复循环足够长, 它的频谱共有许多随机电磁噪声的特征。对于数据发射机, 只通过将数据流和 PN 码序列经过异或门就可完成 PN 调制, 以完成数据到 PN 码的 PSK 调制。数据位根据 PN 码中有或没有逻辑“1”, 而翻转或不翻转。数据符号率一般比 PN 码率 (称为 PN “片” (chip) 率) 慢数倍。产生的数字数据流是一个由较慢数据符号流调制的 PN 码, 并被用于根据例如



QPSK 的数字调制技术调制载波信号，并且已调载波被发射。本发明所关注的是这种一般类型的系统，特别是在发射机和接收机之间有多个传输通道的那种系统。

已经 PN 调制的接收和解调信号要求在接收机中产生相同的 PN 码序列，并与已接收的信号相关以获得数据调制。一种相关技术采用了数字匹配滤波器以比较已接收的数字信号和本机产生的 PN 码。该数字滤波器产生一个同相 (I) 信号和正交 (Q) 信号，从中数字解调器 (例如 DPSK 解调器) 可导出数据值。数字匹配滤波器的另一个功能是产生相关量，从相关量中可产生同步 (sync) 信号并可用于处理已接收数据信号中多路分量。为更好地理解有关 PN 调制数据传输，需要进一步的背景知识。

当接收天线检测到从不同通路非同时到达的信号时，在不同类型的 rf 通信系统中产生多路分量。多路传输通路可由多种原因产生，例如大气影响，或建筑物或地表形状的反射。在许多情况下，一个发射信号可产生多个不同强度的接收信号。传统做法是，通过选择一个或两个有最高信号强度的相关量和在其后的完成数据解调的信号处理期间只使用这些量在 PN 相关器中分辨多路误差。例如，PN 相关器可产生一个持续几微秒的输出，对产生由多路误差引起的多个相关输出峰值是足够长的。典型地，单个相关峰值在一个同步检测器中被检测，该检测器对合适的大量符号在与用于控制数据解调器的输入的检测的相关峰值有关的时间段进行积分。

包含多路误差的一个发送的实际特点是多路条件可随时间迅速变化，特别是如果发射机或接收机，或两者是运动的或如果一个多路反射源是移动的。因此，在一个时刻在接收机中提供最大信号强度的一个通路可在下一时刻衰落或消失，而被提供不同信号强度的其他信号通路所代替。这种影响导致已知发送系统的性能下降。



本发明的一个目的是提供一种根据上述相对于已知发送系统有更好性能的发送系统。

因此，根据本发明的一种用来相关和解调所接收的伪噪声（PN）调制信号的装置，以改善在多路条件存在时的特性，其特征在于，该装置包括：

相关装置，用以将接收信号的数字化抽样与本机产生的 PN 码序列相关，以获得在覆盖可能的多路条件的多个连续时间二进制数的相关测量；

解调装置，用以将接收信号解调，以获得与所有时间二进制数有关的基带数据；

用以根据所获得的相关数据对多个时间二进制数的基带数据进行滤波，以产生与表示有用分量的相关测量有关的有用基带数据的装置；  
和

信号组合装置，用以按照它们的相对信号强度的比例组合有用的基带数据分量；

从而使多路信号分量的同时使用改善整体信号质量和确保数据接收的连续性。

另外，根据本发明的一种用于伪噪声（PN）调制调解器的装置，用以处理所接收的射频（rf）信号，该射频信号是经过 PN 码采用四相相移键控（QPSK）的形式调制的，且具有数据值，其特征在于，该装置包括：

变频装置，用以将接收到的 rf 信号变换为较低频率；

用来产生四相 PN 码序列的装置；

相关装置，用以将正弦和余弦分量与本机产生的 PN 码序列相关，以产生对应于所接收信号的时间段的多个时间二进制数的相关测量；

积分装置，用以对所述相关测量就多个时间进行积分，以产生





每一连续数据符号区间的积分相关测量;

产生装置, 可在每个数据符号区间的端点操作, 用以根据所述积分相关测量对每一时间二进制数产生同相 (I) 和正交 (Q) 的分量信号, 和产生对应的相关值信号组, 其中每个信号对应于一个二进制数;

DKSP 调制解调器, 用以从每组这样的信号中的每对 I 和 Q 分量信号导出数据值, 从而对每一时间二进制数导出数据值, 而与多个二进制数的可能的无效数据值无关;

同步信号产生装置, 用以从超过一预选阈值的相关值信号产生同步信号, 以识别与多个接收信号通道有关的时间二进制数; 和

信号组合装置, 用以在同步信号的控制下, 组合来自所述 DPSK 调制解调器的数据值, 其中只有那些被相关测量所鉴别的数据才被组合, 并按照它们的相关值大小而被加权, 以改善接收数据的质量所连续性。

在根据本发明发送系统中, 输入信号的自相关函数被确定和与多路有关的这种自相关函数的峰值被识别。之后, 相应于所述被识别的多路分量的多个解调信号被混合以获得混合基带信号。在动态多路发送方法中, 由此产生的多路信号分量的同时使用可改进总的信号质量和保证数据在动态多路传输装置中接收的连续性。

根据本发明的另一方面, 从接收的信号中获得的数据符号可在一数据符号率下改变状态, 和每个接收的符号持续一个数据符号间隔。相关步骤对接收信号的连续段进行操作, 而每个数据符号间隔有一整数个段。更具体地, 相关步骤包括本机产生的 PN 码的第一段与接收信号的一个移动段相关, 从而从与该信号段有关的多个时间二进制数中获得第一组相关量; 本机产生的 PN 码的以后的多个连续段与接收信号以后的多个连续段相关, 以获得与第一组相似的多组相关量; 和



在每个数据符号间隔中的所有段中对第一组和连续多组相关量进行积分。因此对于每个数据符号间隔，相关过程产生一组，例如 64 个量，在符号间隔的所有段中被积分的相关量。在本发明当前的最佳实施例中，每个符号间隔有 16 个段，但这并不是一个严格的限制。

多个相关量可在连续的时间段中产生，并之后在整个数据符号时间间隔内被积分以获得每个符号时间间隔的多个连续积分相关量。

本发明的另一重要方面是对所有时间“二进制数”进行数据解调，之后，根据相关量中峰值产生的时间选择产生的多路信号分量。之后，已选择的多路分量的数据值通过根据它们的信号强度对它们加权而加以混合。

在本发明公开的实施例中，该相关步骤还包括以下步骤：从相关量中产生每个数据符号间隔的一组同相 (I) 和正交 (Q) 信号；和从 I 和 Q 信号中产生每个数据符号间隔的与  $(I^2 + Q^2)$  大致成比例的一组相关幅值信号。

为产生与相关量中峰值有关的同步 (sync) 信号，该方法进一步包括以下步骤：在一选定数据符号间隔上对相关幅值信号进行积分；检测积分后相关幅值信号的峰值；和从检测到的峰值产生指示与多路分量一起到达的相对时间的同步信号。

在本发明的最佳实施例中，解调接收信号的步骤包括从每个数据符号间隔获得的 I 和 Q 信号中导出多个数据值，该多个数据值伴随多路分量的到达时间。进一步，按比例将可用基带数据分量与它们相关信号强度相混合的步骤包括在产生的同步信号的控制下累积选择的一些多路数据值，从而只有被选的多路数据值在时间上与有效相关量相符时，它们才被累积。

实现了接收机功能所用方法的多个方面有助于该实现过程的所需简化，这样很方便地减小接收机的尺寸和费用。这些方面之一包括产

生多组与  $(I^2+Q^2)$  大致成正比的相关值信号的步骤。

本发明的最佳实施例中，这一步骤包括不考虑正负号而确定 I 和 Q 信号的幅值，并将 I 和 Q 信号的值相加。

从上述可理解本发明在使用 PN 调制的数字通信领域中的明显的优点。特别是，本发明提供了处理多路发送的新颖技术，其中在多个时间二进制数上保持相关量和在多个时间二进制数上进行数据解调，以产生可根据它们相关的多路信号强度方便地进行滤波和混合的多个数据值。本发明的其它方面和优点可结合附图从以下详细描述中看得更为清楚。

图 1 为采用四相伪噪声 (PN) 调制和相移键控 (PSK) 数据调制的发射机的方框示意图；

图 2 为接收机的方框示意图，该接收机用于接收和解调从图 1 发射机接收到的信号；

图 3 为包含在图 2 接收机中并实施本发明的 512 片 PN 数字匹配滤波器相关器的方框示意图；

图 4 是一个  $64 \times 11$  相关器的方框示意图，其中两个被用于图 3 的 512 片 PN 相关器中；

图 5 是用于图 2 接收机中的同步检测器的方框示意图；

图 6 是用于图 2 接收机中的一个差分相移键控 (DPSK) 数据解调器和多路混合器的方框示意图；

图 7A 至 7F 是说明本发明 PN 相关器的操作时序和向量示意图，和

图 8 是示出连续数据符号的 PN 相关器输出的模拟等效值的一个例子的曲线图，其中每个符号的输出由各有 32 片的 16 个时间段的连续积分导出，(以下会进一步说明)。

如以说明为目的诸附图所示，本发明关注的是改进使用伪噪声 (PN) 调制的数据发送和接收。PN 调制已被用于数据发送，以将发送



的信号在一宽频带进行频谱扩展。这些信号的频谱扩展使它们更能防止窃听和偶然的或有意的干扰。PN 调制的一个缺点是除非使设计折衷，接收机所需的解调装置往往较为复杂和体积较大。这种折衷之一涉及一种处理多路信号的方法。多路发送在稍微不同的时间到达接收机，并且如果在整个 PN 解调和数据解调过程中考虑到所有潜在信号通路，PN 解调需要复杂的电路。典型地，接收的 PN 信号与本机产生的 PN 码序列相关，并且如果检测了多个相关峰值，选择最强的一个作为用于数据解调的时间基准。这种方法减小了接收电路的复杂程度，其代价是如果所选择的峰值被从不同发送通路产生的另一个峰值所代替，则数据可能丢失。

图 1 和图 2 分别描述了使用相移键控 (PSK) 数据调制和四相相移键控 (QPSK) PN 调制的发射机和接收机。这些附图中的功能块一般足以说明本发明和已有技术的大量发射机和接收机。

发射机 (图 1) 的功能是将从线 10 接收的数据流交换成已调射频 (rf) 信号，用于从天线 12 发射。所示数据信号被输入缓冲器 14，慢速 PN 码可被加入缓冲器，但这与本发明无直接关系。慢速 PN 编码可被用于在接收机实现信号的捕捉，但在以下对接收机的描述中，将假设该捕捉已完成。之后，数据被传入进行两类调制的四相相位调制器 16。由石英振荡器 20 驱动的定时同步器 18 产生形成将被发送的载波信号的本机振荡器 (LO) 信号。在 PSK 数据调制中，载波信号根据数据信号的状态被调制并可假定两个相位状态之一。除了在调制器 16 中进行的数据调制，通过按在 PN 编码器 22 中产生的两个 PN 二进制序列的状态改变载波信号的相位进行 QPSK PN 调制。基本上说，QPSK PN 调制意味着载波的相位可假设任何四个相位状态作为两个 PN 码序列的一个函数。本实施例使用参差或交错 QPSK (称为 SQPSK 或 OQPSK)，其中一个代码序列被延迟半个“片”周期，PN 代码率大于数据率一个

相当大的系数，例如 512，使得出现一个数据符号期间将有 512 个 PN 序列的潜在变化。PN 代码位被称为“片”（“chip”）并且在本例中，每个符号时间周期的 PN 码有 512 片。

数据调制和 PN 调制载波信号接下来被上/下变换器 24 处理，其目的只是改变频率到用于从天线 12 发送的适合值。功率放大器 26 也可插入上/下变换器 24 和天线 12 之间。功率放大器 26 与 PN 编码器 22 和定时同步器 18 一起可通过公共线 28 控制。对于那些包含话音数据的应用，控制线 28 可连接到话筒（未示出）上的一个按下至通话（push-to-talk）开关上。发射机还包括一个时钟计数器 30，它接收从定时同步器来的时钟信号并为 PN 编码器 22 和发射机的其它部分产生定时信号。可理解一定的数据类型需要其它处理功能，例如，话音数据在调制前需要数字化。但是，本发明包括任何类型使用 PN 调制的数字数据发送。

该接收机（图 2）还包括天线 12'，石英振荡器 20' 和定时同步器 18'。虽然示出的这些部件与发射要中的相应部件无关，应理解，在实际实施例中，这些部件可由发射和接收功能共享。相似地，该接收机包括时钟计数器 30' 和 PN 编码器 22'。通过天线 12' 接收的 PN 调制信号首先被下变换并经中频放大，如方框 32 所示。从接收机这一级的输出信号是接收信号的同相（I）和正交（Q）分量，还称作余弦信号采样和正弦信号采样。还是模拟形式的这些信号被输入 512 片相关器 34，该相关器还接收称为 A 和 B 码，从 PN 编码器 22' 来的本机产生的 PN 码序列。512 片相关器产生两种类型的输出，代表还是数据调制的接收信号的 I 和 Q 分量采样的两个信号，和代表接收信号瞬时幅值并与  $(I^2 + Q^2)$  成比例的一个幅值信号。后一信号被输入同步检测器 36，该检测器产生指示产生由相关器 34 检测到的相关峰值的相对时间的定时信号。

I 和 Q 信号传送到 DPSK 解调器 38。根据 I 和 Q 的连续输入值，解调器 38 再产生数据流，其中的一些可包含相当于接收到的电磁噪声的值。在多路混合器中，从数据解调器 38 中产生的数据值通过同步检测器 36 产生的同步信号进行滤波。在本发明之前的接收机中，同步检测器 36 不考虑其它可能的多路峰值而产生与单个选择相关峰值有关的同步信号，并且混合器 40 可更确切地称为多路选择器。在任何情况下，选择数据信号在通过数据线 44 发送以前可被暂存在缓冲器 42 中。

从 112 上对发射机和接收机功能的总体描述中可理解，在大多数通信系统中存在与捕捉和同步接收信号有关的实际问题，在本发明的说明中假设这些问题的传统解决方法，本发明主要关注本机产生的 PN 码与接收的 PN 调制信号的相关性和处理多路信号的新方法。

图 3 更详细地示出 512 片相关器 34。首先，正弦和余弦信号被输入模-数 (A/D) 转换器 50 和 50'，A/D 转换器由频率是两倍于 PN 片率的时钟信号驱动并以相同速度产生两个数字数据流，输入相应的称为  $64 \times 11$  相关器 52 和 52' 的相关器。

在本发明的该实施例中，只有从 A/D 转换器 50, 50' 输出的最高有效位在相关器 52, 52' 中被使用。对于大多数应用场合，这是足够的，但是在有频率和相位与采样过程一致的干扰信号出现时，可产生性能下降。在这种情况下，接收机可采用一种传统技术，例如采样对钟的相位高频振动 (phase dithering) 以有效地消除干扰，或相关过程必须“加深” (“deepened”) 以包含 A/D 采样的 3 或 4 位而不是只包含最高有效位。

以同样速率输入相关器 52, 52' 的还有通过线 54 的本机产生的 PN 码的数据流，通过线 56 的符号时钟率信号，和通过线 57 的两倍于片率的时钟信号。如将参考图 4 详细说明的那样，相关器 52 分别产生

一对与  $A \cos \theta$  和  $B \sin \theta$  成正比的信号，其中  $A$  和  $B$  是常数而  $\theta$  是相角。相似地，相关器 52' 分另产生与  $-A \sin \theta$  和  $B \cos \theta$  成正比的一对信号。余弦分量在加法器电路 58 中相加，在线 60 上产生与  $Q$  成比例的输出信号。相似地，正弦分量在另一加法器电路 58' 中相加，在线 60' 上产生与  $I$  成比例的输出信号。通过使用电路 62 获得  $Q$  分量的值和使用电路 62' 获得  $I$  分量的值，之后将这两个值在另一加法器电路 64 中混合以在线 66 上产生近似的  $I^2 + Q^2$  信号，根据近似法产生与  $I^2 + Q^2$  成比例的所需信号。

一种传统的更昂贵的计算所需输出信号的方法是以三角恒等式  $\sin^2 \theta + \cos^2 \theta = 1$  为基础，但需要两个信号平方电路。代替以上方法，当前最佳实施例使用近似法  $|\sin \theta| + |\cos \theta| \approx 1$ 。由于正弦和余弦项已是现成的，实现这种方法只需两个绝对值电路 62, 62' 和加法器 64。此外，由于其结果接下来用于同步检测器 36 的某种程度的定性方法 (qualitative way)，这种近似法是足够精确的。

两个  $64 \times 11$  相关器 52, 52' 在结构上是相同的。两个相关器中的一个示于图 4，并且包括正弦或余弦采样值被串行移位的第一 64 位移位寄存器 70，和两个 PN 码序列 ( $A$  和  $B$ ) 被串行移位的第二 64 位移位寄存器 72。在接收机中， $A$  和  $B$  PN 码序列以间插的形式加到移位寄存器 72 上，即交替的  $A$  和  $B$  码。间插 PN 码和信号采样两者都以两倍于代码片率计时地输入 (clock into) 寄存器 72, 70。当寄存器 72 填满新的一组 64 位代码位时，整个寄存器以并行方式复制到一个 64 位固定寄存器 72。这种并行传输每 64 个半片循环即片率的  $1/32$ ，发生一次。

相关也以两倍于片率的频率产生，并包括对在寄存器 74 中保持静止的代码与通过寄存器 70 被移位的输入采样值进行位对位比较。在每个比较循环中，寄存器 70 中奇数位使用异或门 76 与寄存器 74 中  $A$

码位进行比较，异或门 76 用作二元相关器操作。也就是说，在输入相同时输出将是逻辑“0”和在输入不同时输出将是逻辑“1”。相似地，寄存器 70 中偶数位使用另一个异或门 76' 与寄存器 74 中 B 码位进行比较。每个异或门 76, 76' 提供一位匹配信号。上组异或门 76 的输出在求和电路 80 中混合，而下组异或门 76' 的输出在另一求和电路 80' 中混合。由于每个求和电路 80, 80' 有 32 个输入，故每个电路的输出量的范围是 0-32，需要 5-位来自每个求和电路的输出线。

相关器的其余部分进行连贯积分功能，并包括两个加法器电路 82, 82'，和两个  $64 \times 11$  移位寄存器 84, 84'。“ $64 \times 11$ ”一词意味着每个移位寄存器 84, 84' 有 64 级或位置，并且每级的“宽度”是 11 位。因此通过寄存器移位的数字量可最长达 11 位长。每个移位寄存器 84, 84' 的输出通过线 86, 86' 作为相应加法器电路 82, 82' 的一个输入被反馈。加法器 82, 82' 的其它输入分别从求和电路 80, 80' 中导出。虽然为简化从附图中省略了详细的定时电路，应了解加法器 82, 82' 和移位寄存器 84, 84' 也以两倍于片率的频率被时钟同步。因此，在从求和电路 80, 80' 中产生相关结果时，它们与以前的结果一起在加法器电路 82, 82' 中被积分，并之后通过移位寄存器 84, 84' 被移位。

图 8 对直观地理解图 4 相关器的操作提供帮助。在符号间隔开始时，由线 86 上的符号时钟信号指示，清除移位寄存器 84, 84'。之后，在 64 个半片循环后，寄存器 84, 84' 包含从求和电路 80, 80' 来的一组 64 个时间间隔累积。跨过 64 个半片循环，或 32 片的时间间隔称为一个时间“段”。在示例性实施例中，每个符号间隔有 16 段。在符号间隔中第一段之后的各段结束时，移位寄存器 84, 84 含有指示被处理到那一点的符号间隔中所有段的相关结果的累积的数字量。在处理了 16 段后，移位寄存器 84, 84' 含有指示该符号间隔中所有 16 段



的累积结果的相关的量。图 8 的第一条“轨迹”是取代 16 段的这些累积相关结果的模拟等效。轨迹中每一“点”代表从异或门 76 来的 16 组 32 相位位的累积。但应理解，没有相应于图 8 的真正的模拟实施，图 8 的目的只是为了说明。

在移位寄存器 84, 84' 中的累积的相关结果在每个符号间隔结束时被移出寄存器，用于进一步处理。这一步骤可借助如线 88 中所示的“符号模 - 16” (“Symbol modulo-16”) 时钟信号和一对多位宽与门 90, 90' 来完成。在线 88 上的定时信号只在符号间隔第十六和最后段期间为与门提供允许信号。因此，在每个符号间隔的最后段，那个间隔的累积相关结果被输出寄存器 84, 84'，并反馈到相加电路 82, 82'。在另一实施例（未示出）中，累积相关结果在符号时间间隔结束时从加法器 82, 82' 的输出端被选通输出。

回忆对图 3 的讨论， $65 \times 11$  相关器 52, 52' 的数据量输出被用于产生 I 和 Q 信号，并产生一个近似  $I^2 + Q^2$  信号。现参考图 5 讨论在同步检测器 36 中对  $I^2 + Q^2$  信号的处理。

该同步检测器包括一个加法器电路 92，一个 64 位置移位寄存器 94，一个阈值比较电路 96，和一个反馈乘法器电路 98。线 66 上的  $I^2 + Q^2$  信号在每个数据符号间隔的最后段中以半片周期率作为一个 64 数字量符号组出现。这些数字量被输入加法器电路 96，其输出反馈到 64 位置移位寄存器 94 的第一位置。寄存器 94 的最后位置通过反馈乘法器 98 反馈到加法器电路，并把输出加到阈值比较电路 96。在输入量的第一符号组之后，移位寄存器 94 被这些量填满。在相应于第二符号间隔的下一个符号组之后，寄存器包含数据量的累积组。加法器电路 92 和移位寄存器 94 的操作与  $64 \times 11$  比较器的相应电路相似，所不同的是乘法器 98 给累积总和的加权小于对新到达的值的加权。在当前最佳实施例中，乘法器有一个小于 1 而等于小数  $31/32$  的值。



在处理了例如 30 的选定数目的数据符号间隔之后，使用与图 4 中与门 90 相似的选通装置。但与一个只在第三十数据符号组期间允许选通的定时信号一起，累积数据量通过阈值比较电路 96 被选通。在图 8 中最后一个轨迹作为例子示出 30 个连续符号的累积数据值，其中虚线表示由阈值比较电路 96 施加的预选的阈值。在线 100 上阈值比较电路 96 的输出端上出现的是只相应于大于预选阈值的相关峰值的已滤波的一组同步信号。每个同步信号的时间指示分离的传输媒体多路，并被用于从与同步检测并行进行的数据解调过程中选择有效的数据。

数据解调使用数字形式的 DPSK 解调器电路 110 (图 6) 而进行。在线 60 和 60' 上输入的 Q 和 I 数据量被输入到两个 64 位置移位寄存器 112, 112', 两个寄存器通过半片率由线 114 指示的定时信号符号组计时。每个寄存器 112, 112' 的输出连接到乘法器电路 116, 116' 上，乘法器 116, 116' 的另一个输入从 Q 和 I 输入线 60, 60' 导出。因此，每个输入量被其前一个输入符号即与以前数据符号相联系的相应部分相乘。两个乘法器的输出在加法器电路 118 中被相加在一起。乘法器 116, 116' 和加法器 118 一起根据下式进行 I 和 Q 的两个数字表示的运行点积 (running dot product):

$$(\text{符号}_s \sin) \times (\text{符号}_{s+1} \sin) + (\text{符号}_s \cos) \times (\text{符号}_{s+1} \cos)$$

在线 120 上加法器 118 的输出包含一个每个数据符号间隔的 64 个数据值的符号组。很明显，其中一些值是从噪声中导出的并将不是所关注的。只有所关注的的数据值是那些在时间上与 PN 解设过程中产生的相关峰值的发生相一致的值。这些输出值将是一个幅值与其相应的特别信号通路的强度成比例的已解码 DPSD 数据位。

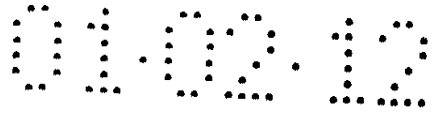
解调的最后一步是在线 120 上将数据值输入到一选通的累加器 122, 该累加器开始被线 124 上的符号时钟信号清零，并只当线 100

上的同步信号出现时而被选通以接收和累积数据。这是根据本发明的多路混合过程。选通的累加器给每个数据值一个相应于通过特别通道接收的信号幅值的加权值。在每个符号间隔结束时，选通的累加器包含指示从可能的多个信号通路导出的符号数据值的一个值。它可被转换成二进制值，或该数据值可用于一些类型的“软解码”（“soft decode”）方案中。

图 7A - 7F 描述一些可有助于理解 PN 相关过程的操作的示意性代码波形和相应的向量表示。图 7A 和 7B 说明将会看到的解相应于片速率而改变状态的 A 和 B PN 码。而且，B 码变换时间与 A 码变换时间相差一个半片间隔，以达到间隔或偏移 QPSK (SQPSK 或 OQPSK) 所需的相位间隔或偏移，图 7C 示出相应于图 7A 和 7B 的 A 和 B 码的发送 OQPSK 信号的向量表示。可见相应于 A 和 B 码状态的 4 个可能的组合有 4 个相位状态。图 7D 示出在接收机中产生的间插的 A 和 B 码的波形。应注意，间插码在半片间隔有可能的状态变换。最后，图 7E 和 7F 示出向量表示的相关器 A 乘积和相关器 B 乘积。

本发明的一个重要方面是相关量保持在多个（本例中是 64）时间二进制数中，时间二进制数可指示某种程度的通过接收机的多于 1 个的信号通路接收的信号的相关。进一步，这些量被分别保持，但被所需阈值滤波，并被用于为每个接收的符号确定最佳数据值。本发明的技术的主要优点在于多路信号可被混合以提供更高质量的数据指示，并由于通过多路接收的信号总是被处理地而不是有所选择地丢弃确保了通信的连续性。

从上述可看出，本发明在使用 PN 调制的数据通信领域中有很大优点。特别是，本发明的 PN 相关技术为可能的多信号通路提供了相关性度量，这些相关度量可用于混合多路数据信号以提供更高质量和更可靠的数据通信。虽然现已以示例的方式详述了本发明的一个实施



例，但可理解在不背离本发明的实质和范围的情况下有多种变型。因此，本发明除所附权利要求限制外而不被限制。

说明书附图

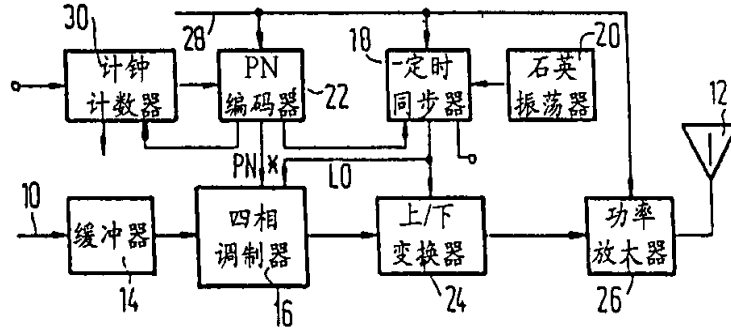


图 1

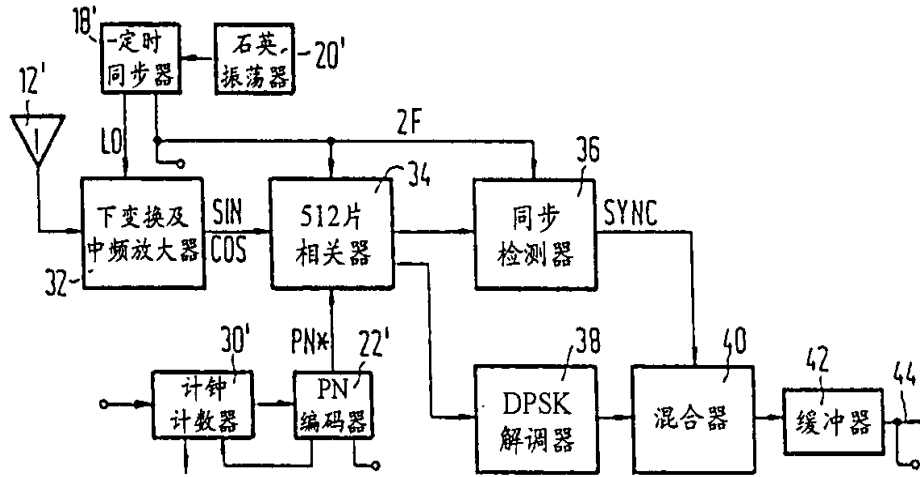


图 2

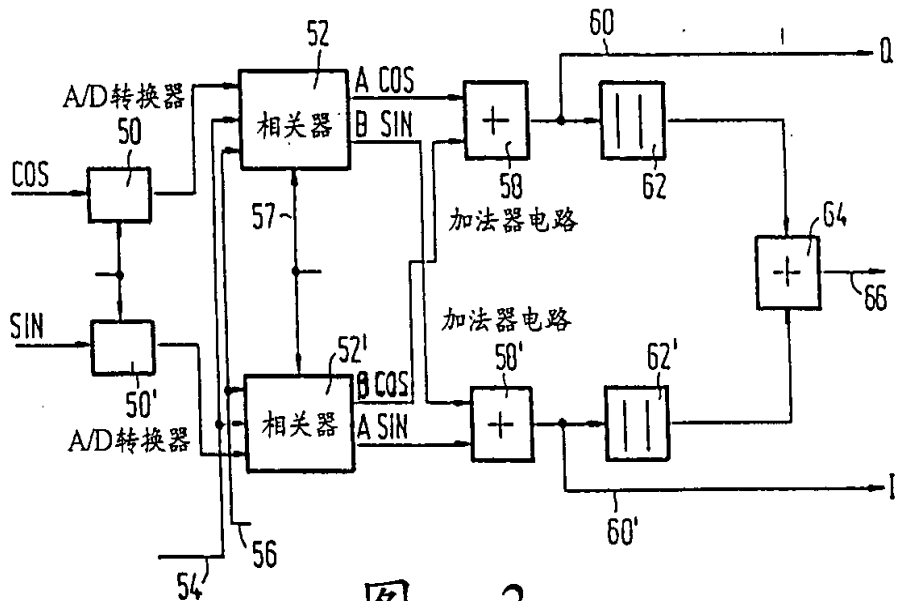


图 3

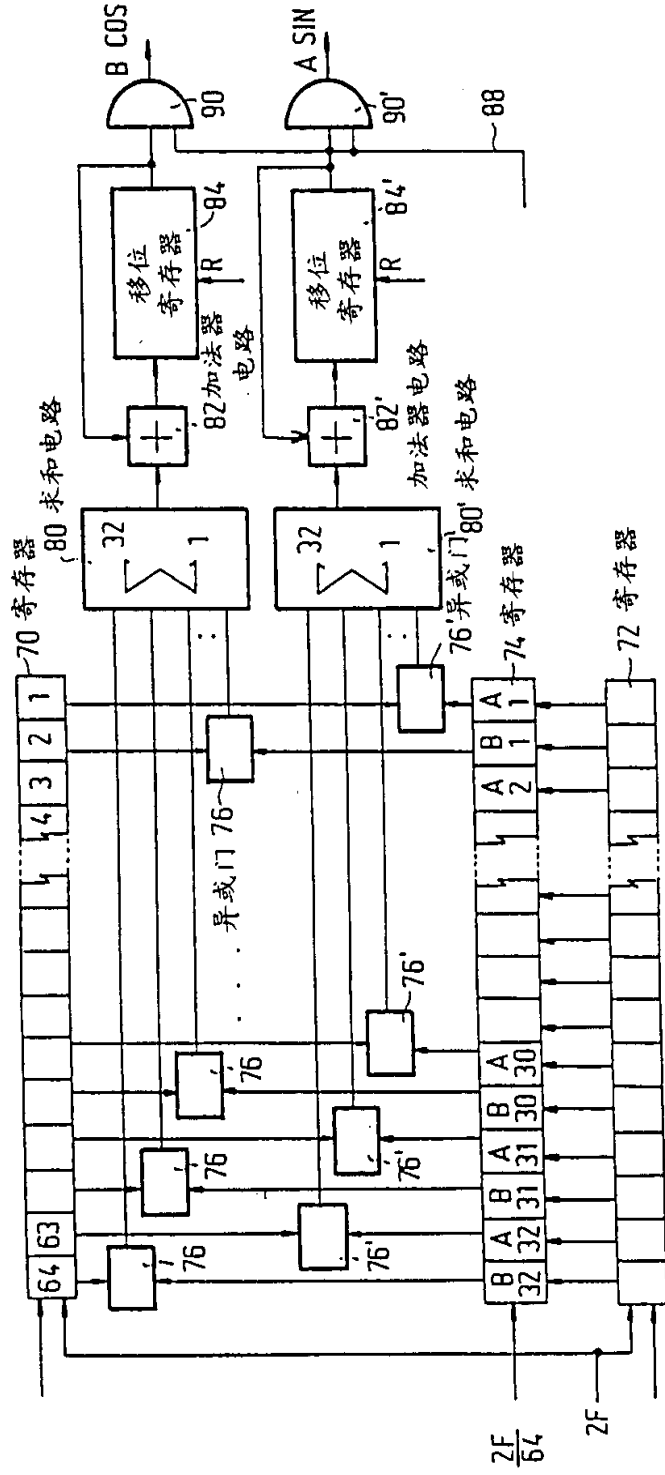


图 4

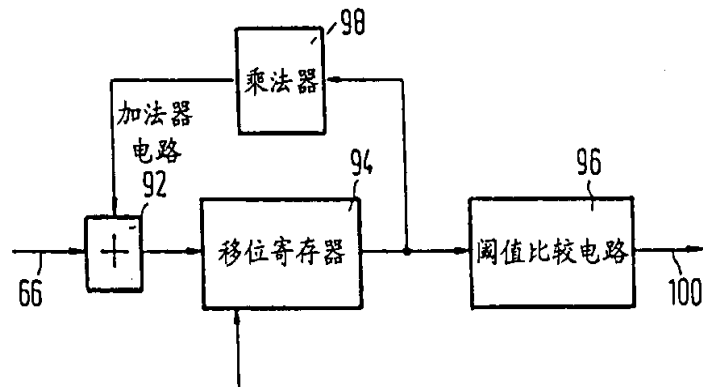


图 5

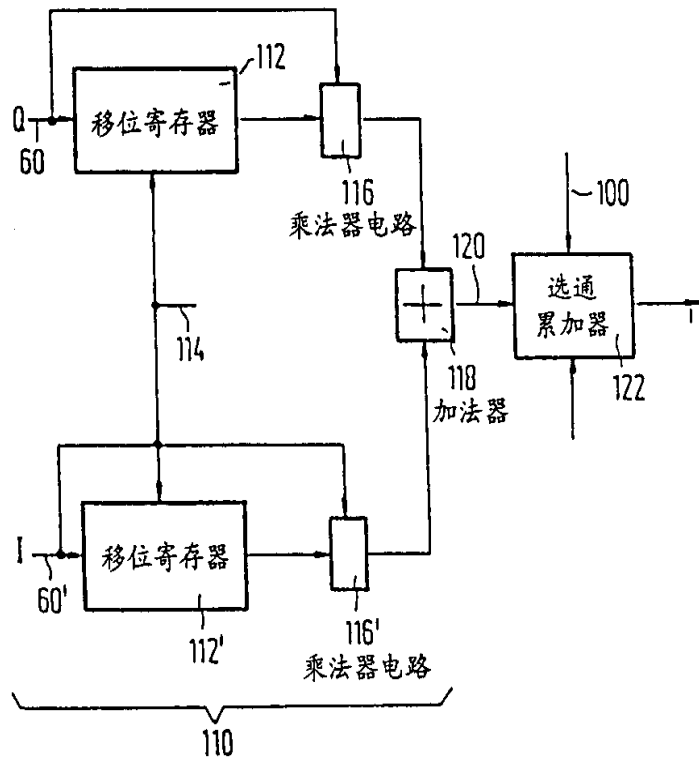


图 6

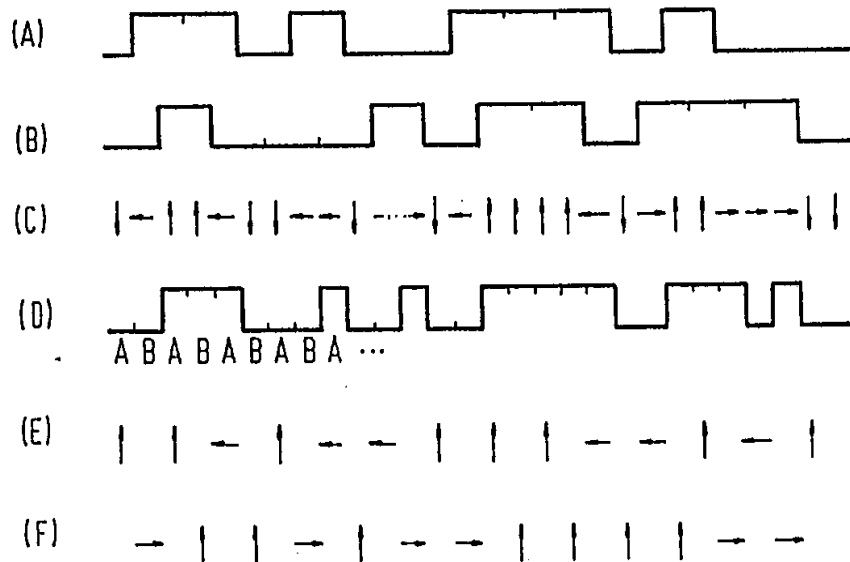


图 7

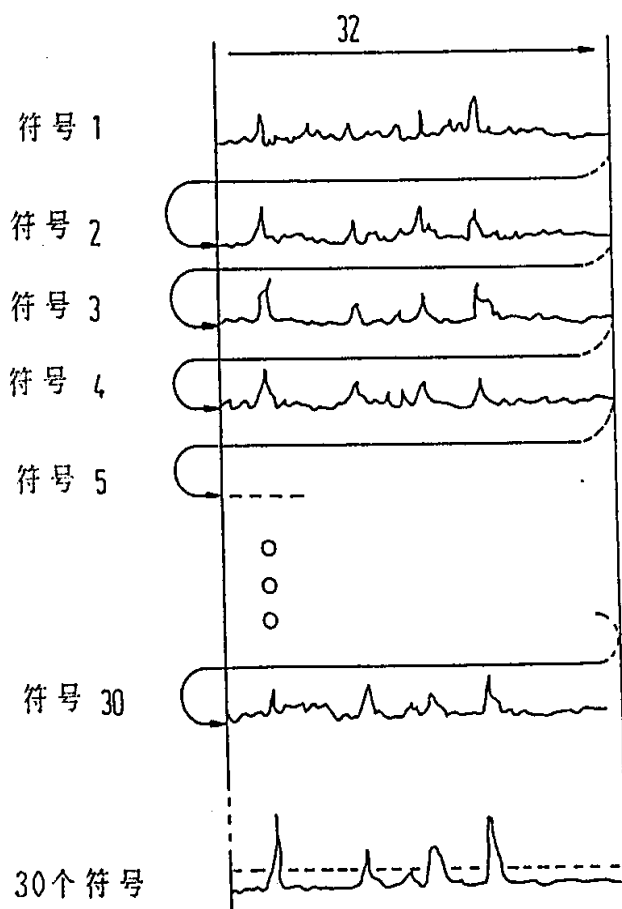


图 8