

[12] 发明专利说明书

[21] ZL 专利号 94190251. X

[45] 授权公告日 2002 年 5 月 15 日

[11] 授权公告号 CN 1084996C

[22] 申请日 1994. 4. 29

[21] 申请号 94190251. X

[30] 优先权

[32] 1993. 4. 29 [33] US [31] 08/054, 028

[86] 国际申请 PCT/US94/04820 1994. 4. 29

[87] 国际公布 WO94/26051 英 1994. 11. 10

[85] 进入国家阶段日期 1994. 12. 28

[73] 专利权人 艾利森·GE·流动通讯有限公司

地址 美国北卡罗莱纳州

[72] 发明人 P·W·登特

审查员 陈 谦

[74] 专利代理机构 中国专利代理(香港)有限公司

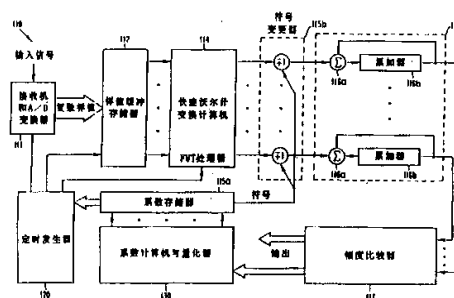
代理人 董 巍 叶恺东

权利要求书 6 页 说明书 30 页 附图页数 11 页

[54] 发明名称 接收扩展频谱无线信号的方法和装置

[57] 摘要

描述了一种在瑞克接收机中的相干分集组合的实现,该接收机通过组合从主路径和比特周期延迟的信号传播路径来的信息使用信号回波中的能量去除回波失真或时间扩散。如果在 CDMA 系统中延迟一个时间片,这种回波作为未相干的干扰出现。瑞克接收机利用当前(主路径)信号样值和利用延迟 1、2、4、……比特周期的信号样值相关一个去扩频码,和组合相关结果的确定信号的信息内容。在适当的条件下,接收的信号被数字化和信号样值被存储(111、112)。各组样值按照系数表 115a 进行快速沃尔什变换(114)和实部与虚部变换被估算;该估算的结果被存储。经移位 1、2、4、……样值的加权的、估算的各组变换被累加起来(116),和最大数值累加的索引用于选择变换值的实部和虚部。



ISSN 1008-4274

权利要求书

1. 一种解码码分多址信号的方法, 包括步骤:

针对一个扩频码相关接收信号的至少两个时间移位, 该接收信号包括连续的发送的数据符号, 该至少两个时间移位相应于一个发送的数据符号, 而该扩频码和该扩频码的一个补码相应于各个不同的发送的数据符号。

按照从一个系数存储器选择的系数加权该相关步骤的结果, 每个系数具有一个符号且为负的 2 的整数幂而且相应于各个时间移位的一个值;

在各个累加器中对每个时间移位的加权步骤的结果求和; 和确定在该累加器中的和的符号以便解码该发送数据符号。

2. 根据权利要求 1 的方法, 其中该相关步骤产生以比特串行形式的数字二进制编码值。

3. 根据权利要求 2 的方法, 其中该求和步骤包括多个循环比特串行存储器中求和比特串行地加权的相关的步骤。

4. 根据权利要求 3 的方法, 其中该加权步骤包括时延使用该比特串行的和一个相应于所选系数的数量的步骤。

5. 根据权利要求 1 的方法, 其中该接收的信号包括多个连续复数矢量值, 该相关步骤包括产生复数相关值的步骤, 即该系数是复数值。

6. 根据权利要求 1 的方法, 其中该至少两个时间移位与至少两个扩频码相关, 该至少两个扩频码相应于不同的发送信号, 和加权步骤结果在各个累加器中对每个扩频码的每个时间移位求和, 和该加权

步骤识别由该求和装置产生的最大的和以解码发送的数据符号。

7. 根据权利要求6的方法, 其中该扩频码是互相正交的。

8. 根据权利要求7的方法, 其中该扩频码是沃尔什-哈德马码。

9. 根据权利要求8的方法, 其中该相关步骤包括执行快速沃尔什变换。

10. 根据权利要求7的方法, 其中该扩频码是以一个预定加扰比特码型的比特方式模2加改进的沃尔什-哈德马码。

11. 根据权利要求10的方法, 进一步包括响应来自加扰序列发生器的信号从一个码信息组到另一个码信息组地变化加扰比特码型。

12. 一种解码码分多址信号的设备, 包括:

针对一个扩频码用于相关接收信号的至少两个时间位移的装置, 该接收信号包括连续发送的数据符号, 该至少两个时间位移相应于一个发送数据符号, 而该扩频码和该扩频码的一个补码相应于各个不同的发送的数据符号;

按照至少两个系数的各个系数用于加权由该相关装置产生的相关的装置, 每个系数具有一个符号和负的2的整数幂的值, 并且相应于各自的时间移位;

用于对每个时间位移求和由该加权装置产生的加权的相关的装置;
和

用于确定由该求和装置产生的和的符号以解码该发送的数据符号的装置。

13. 根据权利要求12的设备, 其中该相关装置产生比特串行形式的二进制编码的值。

14. 根据权利要求13的设备, 其中该求和装置包括多个比特

串行加法器和相关的循环的比特串行存储器。

15. 根据权利要求14的设备，其中该加权装置包括用于时延使用由该相关装置产生的比特串行值一个相应于各个系数的量的装置。

16. 根据权利要求12的设备，其中该相关装置相关该至少两个时间位移与至少两个扩频码，该至少两个扩频码相应于不同的发送数据符号，和该求和装置对每个扩频码的每个时间位移的加权相关求和，而且该确定装置识别由该求和装置产生的最大的和以便解码该发送的数据符号。

17. 根据权利要求16的设备，其中该扩频码是互相正交的。

18. 根据权利要求17的设备，其中该扩频码是沃尔什-哈德马码。

19. 根据权利要求18的设备，其中该相关装置包括用于执行快速沃尔什变换的装置。

20. 根据权利要求19的设备，其中该扩频码是以预定的加扰比特码型的比特方式模2加改变的沃尔什-哈德马码。

21. 根据权利要求20的设备，进一步包括一个加扰序列发生器和响应从该加扰序列发生器来的信号从一个码信息组到另一个码信息组地变化加扰比特码型的装置。

22. 根据权利要求12的设备，其中所接收的信号包括多个连续的复数矢量值，该相关装置产生复数相关值，且该系数是复数值。

23. 根据权利要求22的设备，进一步包括用于从由该相关装置产生的复数相关值确定系数的装置，所确定的系数用于解码连续发送的数据符号。

24. 根据权利要求23的设备，其中该系数确定装置包括用于

平均复数相关值的实部和虚部的装置和用于量化该平均部分为各个值，每个值是一个负的 2 的整数幂，该量化的值用作在解码该连续发送的数据符号中的系数。

5 25. 根据权利要求 24 的设备，其中该平均装置包括一个卡尔曼滤波器。

26. 一种解码码分多址信号的设备，包括：

用于相关接收信号的至少两个时间位移与至少两个扩频码的装置，该接收的信号包括连续发送的数据符号和该扩频码相应于不同的发送的数据符号。

10 用于按照从一个系数存储器选择的系数加权由该相关装置产生的相关的装置，这些系数具有从包括 ± 1 ， $\pm 1/2$ ， $\pm 1/4$ ，... 和 0 的组中选择的值，和每个系数相应于各自的时间位移及各自的扩频码；

用于对每个扩频码的时间位移求和由该加权装置产生的加权相关的和的装置；

15 用于确定由该求和装置产生的最大和以便解码发送的数据符号的装置；和

减法装置，用于从该接收的信号中减去相应于该解码的发送数据符号的波形。

27. 根据权利要求 26 的设备，其中该扩频码是互相正交的。

20 28. 根据权利要求 27 的设备，其中该扩频码是沃尔什-哈德马码。

29. 根据权利要求 28 的设备，其中该相关装置包括一个快速沃尔什变换处理器。

30. 根据权利要求 29 的设备，进一步包括以加扰比特码型的比特方式模 2 加改变沃尔什-哈德马码的装置。

3 1 . 根据权利要求 3 0 的设备, 进一步包括一个加扰序列发生器, 而其中响应从该加扰序列发生器来信号, 该加扰比特码型从一个沃尔什-哈德马码信息组到另一个沃尔什-哈德马码信息组地变化。

3 2 . 根据权利要求 2 6 的设备, 其中该减法装置根据该相关减去该波形。

3 3 . 根据权利要求 3 2 的设备, 其中对每个时间位移减去一个波形, 而所减的波形是基于具有相关的时间位移的相关。

3 4 . 根据权利要求 3 3 的设备, 其中该减法装置以从最强到最弱的相关值的顺序减去不同时间位移的波形。

3 5 . 根据权利要求 3 4 的设备, 其中在从具有一个较强的相关的时间位移的波形的减法之后, 该相关装置相关该接收信号的至少两个时间位移。

3 6 . 一种接收和解码包括连续发送的数据符号的码分多址信号的设备, 包括:

用于接收该信号的装置, 其中该接收装置包括产生该信号的复数矢量分量的连续样值的装置和数字化该样值的装置;

存储多个发送数据符号的数字化样值的装置;

确定存储的数字化样值的快速沃尔什变换的装置, 其中该确定装置将存储的数字化样值的至少两个时间位移组与多个正交码的每个码相关, 每个正交码相应于各自的发送的数据符号, 并产生相关结果, 每个相关结果具有一个实部和一个虚部;

对于每个码和对于每个时间位移组的相关结果的实部和虚部确定各自的加权系数以及将该加权系数加到该实部和虚部的装置;

在所有时间位移组求该加权部分的和的装置, 该求和装置包括对

每个码的各自的累加器；和

确定包含最大和及解码发送的数据符号的装置，

其中该加权系数确定装置对从该相关结果来的连续发送的数据符号及解码的发送数据符号确定该加权系数。

37. 根据权利要求36的设备，其中该快速沃尔什变换确定装置将时间位移组与相应于解码的发送数据符号的正交码再相关。

38. 根据权利要求37的设备，其中该快速沃尔什变换确定装置将时间位移组与相应于解码的发送数据符号的正交码以相关结果值的递减顺序再相关。

39. 根据权利要求38的设备，进一步包括用于在时间位移组已与相应于解码的发送数据符号的正交码再相关之后从那个时间位移组减去一组值的装置，该组值代表与解码的发送数据符号相应的正交码相应的一个波形。

40. 根据权利要求39的设备，其中该组的值是基于该相关结果。

41. 根据权利要求40的设备，其中该减法装置包括用于设定为零的装置，该相关结果相应于由快速沃尔什变换确定装置产生的解码的发送数据符号，和该快速沃尔什变换确定装置包括用于确定相关结果的反沃尔什变换和用于以相应于该反快速沃尔什变换的新样值替换存储的多个数字化样值的装置。

说明书

接收扩展频谱无线信号的方法和装置

申请人的发明涉及用来接收扩频无线信号诸如在码分多址 (CDMA) 移动无线电话系统中的数字调制信号的方法和装置, 更具体地讲, 涉及用于这种信号的一种瑞克接收机方案。

在 CDMA 通信系统中, 所发送的信息信号在时间和频率两方面是重叠的, 正如在 (Prentice-Hall, Inc., (1985) 出版的 N. Tzannes 著的“通信和雷达系统”第 237-239 页) 一书所描述的那样。被发送的信息数据流被加到一个称为“特征符号序列” (Signature Sequence) 的高得多的速率的数据流上。通常, 该特征符号序列数据是提供一种比特码流的二进制数据。产生这种特征符号序列的一种方法是利用好像是随机的一种伪噪声 (PN) 方法, 但可以被一个授权的接收机重现。信息数据流和高比特速率特征符号序列流是利用两个比特流彼此相乘被组合的, 假设该两个比特流的二进制值由 +1 或 -1 代表, 这种较高比特速率信号与较低比特速率数据流的组合称为该信息数据流的“编码”或“扩频”。每个信息数据流或信道被分配一个唯一特征符号序列, 或“扩频码”。

多个编码信息信号通过例如正交相移键控 (QPSK) 调制一个射频 (RF) 载波, 和在接收机中作为一个复合信号被共同接收。每个编码信号在频率和时间上与所有其他编码信号以及噪声相关信号是重叠的。如果该接收机被授权, 则该复合信号被与唯一扩频码其中一个扩频码相关, 且相应的信息信号可以被隔离开来并被解码。

一种称之为“传统的直接扩频CDMA”的CDMA技术，利用一个扩频码代表一个信息比特。接收所发送的码或它的补码（该码序列的每个比特的反码）表示该信息比特是“-1”，还是“+1”。该特征符号序列一般包括N个比特，且每个比特称为一个“时间片”。整个N个时间片序列或它的补码被称为发送的符号。接收机将接收的信号与其本身的特征符号序列发生器的已知特征符号序列进行相关，产生范围为-1到+1的标称化值。当一个大的正相关结果得出时检测到一个“-1”；当一个大的负相关结果得出时，检测到一个“+1”。利用多个相关器PN码字检测的各个方面在Addison-Wesley Publishing CO. 1982年出版的、F. Stremmer著的“通信系统引论”第二版，第412-418页中描述。

称为“具有直接扩频的增强的CDMA”的另一个CDMA技术允许每个发送的序列代表多于一个的信息比特。一组码字、一般为正交码字或双正交码字被用于编码一组信息比特为一个长得多的码序列或码符号。一个特征符号序列，或“加扰掩码”（Scramble mask）是在发送之前对二进制码序列进行模2加。在接收机中，已知的加扰掩码被用于去加扰该接收的信号，该信号而后相对于所有可能的码字进行相关。具有最大相关值的码字表示哪个码字最可能被发送，表示哪个信息比特最可能被发送。一种通用的正交码是沃尔什-哈德马（Walsh-Hadamard）（WH）码。

在传统的和增强的CDMA中，上文所称的“信息比特”还可以是编码比特，其中所用的码是一种块（block）或卷积码。一个或多个信息比特可以形成一个数据符号。另外，特征符号序列，或扰频掩码可以比单个的码序列长得多，在这种情况下一个特征符号序列的子序列

被加到该码序列中。

有很多与CDMA通信技术相关的优点。由于宽频带CDMA的改善编码增益/调制强度、话音有效选通、分区化和在每个网孔中相同频谱的重用，基于CDMA的蜂窝电话系统的容量限制被规划为高达现存模拟技术的20倍。通过高比特速率的解码器话音的CDMA传输保证优良的逼真的话音质量。CDMA还提供可变的速率，允许提供许多不同级别的话音质量。CDMA的加密信号格式完全消除了串话和使窃听或跟踪呼叫变得非常困难和昂贵，保证呼叫者的更大的保密性和更大的避免广播时间的欺诈。

在许多无线通信系统中，接收的信号包括两个分量，即I（同相）分量和Q（正交）分量，这结果产生是因为发送的信号有两个分量和/或交错信道或者没有相干载波基准使得所发送的信号被分为I和Q分量。在使用数字信号处理的典型接收机中，接收的I和Q分量信号每 T_c 秒进行取样，其中 T_c 是一个时间片的持续期间，且各样值被存储以便进一步处理。

在移动通信系统中，基站和各移动站之间所发送的信号通常要遭受例如由大的建筑物或附近的山区引起的回波失真或时间扩散。当信号不只是一个路径而是许多路径到达该接收机时，多径扩散出现了，以致于接收机接收了具有不同的和随机变化的延迟和幅度的许多回波。因此，在CDMA系统中当出现多径的时间扩散时，接收机接收所发射符号的多种形式的复合信号，该信号沿各不同的路径传播（称之为辐射），其中一些可能具有低于一个符号周期的相对时延。

因为在传统的CDMA系统中每个反射信号是N个时间片的序列，每个可分辨的“辐射”具有一个确定的到达相对时间 KT_c 秒和跨越N个I

和Q时间片样值。由于多径时间扩散的结果，相关器输出若干较小的尖峰而不是一个较大尖峰。在符号周期以后（即，如果由反射引起的时延超过一个符号周期）被接收的每个辐射作为一种不相关的干扰信号出现，降低了该通信系统的总容量。为了最佳地检测传送的符号（比特），接收的各个尖峰必须按一种适当的方法予以组合。

通常，这可以利用一种瑞克接收机实现，这种接收机之所以这样命名，是因为它将所有的多路径响应“搜索”在一起。瑞克接收机的各个方面在Proc. IRE, Vol.46, 第550-570页,(1958年3月)R.Price等人的“多路径信道的通信技术”；Proc. IEEE, Vol.68, 第328-353页(1980年3月)G. Turin著的“扩频抗多径技术和它们应用在城市数字无线电的概述”；和由McGraw-Hill Inc.1989年出版的J.Proakis著的“数字通信”第二版，第729-739页中叙述。

瑞克接收机利用分集组合形式收集来自各种接收信号通路，即各种信号辐射的信号能量。分集提供了冗余通信信道，以便当某些信道衰落时，通信仍然可能通过无衰落的信道进行。CDMA瑞克接收机通过利用一种相关的方法单个地检测各个回波信号和将其代数相加（利用相同符号）与衰落做斗争。另外，为了避免符号间干扰，在各个检测的回波之间插入适当的时延，以便它们重新落入同一等级。

图1表示接收的复合信号的多路径图的一个例子。沿最短的路径传播的辐射在时间 T_0 以幅度 A_0 到达，而沿较长的路径传播的辐射分别在时间 T_1 、 T_2 、 T_3 以幅度 A_1 、 A_2 、 A_3 到达。为了简单起见，典型的瑞克接收机假设各个辐射之间的时延是常数，即如图所示 $T_1 = T_0 + dT$ ， $T_2 = T_0 + 2dT$ 和 $T_3 = T_0 + 3dT$ ；时延（和幅度）通常是从接收的复合信号的历史估算的。

在一种瑞克接收机的形式中，以不同时延接收的信号的特征符号序列的各相关值通过一条延迟线，该延迟线在期望的时延(dt)上，即，接收回波之间的期望的时间上抽头。在瑞克抽头的输出以适当的加权被组合。这样的接收机通过设置在 T_0 的抽头搜索最早的辐射，和通过设置在 T_0+dt 抽头搜索延迟 dt 的辐射，以此类推。具有重要能量的各瑞克抽头输出被适当地加权和组合使接收的信号对噪声和干扰比最大。因此，该延迟线的总时延时间决定能够被搜索到的到达时延的总量。在一个实用的CDMA系统中，能够搜索高达 $128\mu s$ ，对应于32个时间片，能够被组合的抽头的总时延是 $32\mu s$ ，对应于在32个时间片总时延范围内的一个8个时间片的可移动窗口。

图2A和2B表示如何处理瑞克抽头使瑞克接收机适合于具有不同时延的信号。在图2A中，设置了由到达时间 T_0-T_7 识别的八个抽头，这八个抽头中仅：抽头 T_4-T_7 的输出分别给予非零加权 W_4-W_7 。在图2B中，仅抽头 T_0-T_3 的输出分别给予非零加权 W_0-W_3 。当加权 W_0-W_3 分别与加权 W_4-W_7 相同时，该接收机适应于相同的信号，但是用于到达时间 T_0 而不是 T_4 。在“数字”瑞克，或DRAKE接收机中，加权或者是0或者是1，正如在上面援引的Turin的文章所描述的那样。

图3表示利用后相关器、不同辐射的相干组合的一种常规瑞克接收机的图。接收的无线信号在接收机1中通过例如与余弦和正弦波形进行混频和滤波该信号被解调，产生I和Q时间片样值。这些时间片样值被收集在分别用于I和Q样值的两个缓冲器2a、2b组成的一个缓冲存储器中。如图3所表示的那样，每个缓冲器2a、2b的底部包含有最新接收的时间片样值。

复用器 3 接收缓冲的时间片样值和向复数相关器 4 a、4 b 发送 I 时间片样值的一个值域和对应的 Q 时间片样值的值域。所选择的值域包括对应于在某个时间到达的 N 个时间片的 N 个样值。例如，如果缓冲器 2 a、2 b 的每个含有 159 个时间片样值（编号为 0-158）和 N 是 128，则复用器 3 将从 I 缓冲器 2 a 发送编号为 i 到 (i+127) 的时间片样值，和从 Q 缓冲器 2 b 发送编号为 i 到 (i+127) 的时间片样值到相关器 4 a，其中 i 是从各缓冲器首先被装满时的信号辐射的离散时间指数。两个不同的时间片样值组，即两个不同的接收样值的值域和从而一个不同的信号辐射由复用器 3 提供给相关器 4 b。由每个相关器 4 a、4 b 形成一个复数相关值，该相关器将其两组信号样值 I、Q 与已知特征符号序列，或扩频码进行相关。当然，复用器 3 可以或者串行或者并行地提供接收的样值。

一般来说，复数相关器将复数输入码流 ($I + jQ$ 样值) 与复数已知序列进行相关，产生一个复数相关值。如果特征符号序列不是复数，每个复数相关器可以按并联的两个标量相关器实现，这种相关器可以定义为“半复数”相关器。如果特征符号序列是复数，则复数相关器将一个复数输入信号对一个复数序列进行相关，得出“全复数”相关器。应当理解，用于下文的术语“复数相关器”涉及到上述的两种情况。

在相关以后，该复数相关值被传送到复数乘法器 5，该乘法器将该相关值乘以每个都包括一个实部和一个虚部的复数加权。一般情况下，仅仅复数相关值与加权之积的实部被送到累加器 6，它将所有经处理的信号辐射的加权相关进行相加。累加结果被发送到一个阈值装置 7，如果该输入大于一个阈值，则该阈值装置检测一个二进制“0”，

或如果该输入小于这个阈值，则检测一个二进制“1”。

在各数学项中，假设 $X(n) = I(n) + jQ(n)$ 是由接收机接收的时间片样值，其中 $I(n)$ 是 I 分量样值， $Q(n)$ 是 Q 分量样值，而 n 对应各自的离散时间的时间片样值指数。在图3中， $I(n)$ 存储在缓冲器2a中而 $Q(n)$ 存储在缓冲器2b中。复用器3选择对应于相同辐射的 I 样值值域和 Q 样值值域。如果 $M(k,n) = M_I(k,n) + jM_Q(k,n)$ 是对辐射 K 的复用器输出，给出 N 个样值($n=0, \dots, N-1$)，则 $M(k,n) = X(n+k)$ 和 $M_I(k,n) = I(n+k)$ 和 $M_Q(k,n) = Q(n+k)$ 。

复数相关器4a将来自复用器3的数据样值的值域与已知扩频码序列相关。假定数据样值 $X(k), X(k+1), \dots, X(k+N-1)$ 是该接收数据的离散时间样值。如果该接收机正尝试检测一个码序列 $C(0), C(1), \dots, C(N-1)$ ，该序列包括 N 个值（通常为 ± 1 值），则相关器4a按下式对某一组 N 个数据值与 N 个码序列值进行相关：

$$\begin{aligned} R(k) &= X(k)C(0) + X(k+1)C(1) + \dots + X(k+N-1)C(N-1) \\ &= \sum_{n=0}^{N-1} X(n+k)C(n) \end{aligned}$$

其中指数 k 表示在数据序列中从哪里开始。这对应于信号到达的相应时间，和如上所述不同的到达时间对应于不同的信号辐射。因此，辐射 k 对应于需要的数据值的值域： $\{X(k), X(k+1), \dots, X(k+N-1)\}$ 。如果 N 是大数，则辐射 $k, k+1$ 对应于基本上重叠的各个域值。

$R(k)$ 的计算可以通过以并行或串行地选取输入数据域值来执行。无论相关是并行执行或是串行执行，每个数据值 $X(n)$ 包括 b 个比特，这 b 个比特可以同时（并行计算）或者每次一个（比特串行

方式)地取数和利用。

图4表示一种并行方法。数据缓冲器53存储接收信号的连续时间样值 $X(n)$ ，和复用器54选择 N 个数据值的值域 $\{X(k), X(k+1), \dots, X(k+N-1)\}$ ，这些数据值被传送到相关器55。对应于到相关器55的各输入端的一组乘法器56利用相应的扩频码序列值 $C(0), C(1), \dots, C(N-1)$ 对各数据值相乘。由加法器57对积求和以形成相关值 $R(k)$ 。

图5表示串行取输入值域计算 $R(k)$ 。输入缓冲器58存储接收的数据样值。缓冲器58可以仅是一个样值长，因为每次将仅相关一个样值。如果缓冲器58大于一个样值长度，则复用器59被用于选择一个特定样值 $X(k+i)$ ，这里 i 是由一个适当的控制处理器60确定的。所存储的或选择的样值被传送到相关器61，相关器61利用乘法器62计算样值 $X(k+i)$ 与码序列的一个单元 $C(i)$ 的积。这个积通过加法器63与存储所累加的过去的积的累加器64的内容组合。累加器64的内容初始地设置为0，和 i 是从0到 $N-1$ 步进的，允许累加 N 个积。在 N 个积已被累加以后，累加器64的内容被作为相关值 $R(k)$ 输出。

再参照图3，不考虑所用的相关方法，对于辐射 k 的相关器4a将复用器输出 $M(k,n)$ 相对于实数码序列 $C(n)$ 进行相关，产生一个复数相关值 $R(k)=R_I(k)+jR_Q(k)$ ，其中：

$$R(k) = \sum_{n=0}^{N-1} M(k,n) C(n)$$

和其中：

$$R_I(k) = \sum_{n=0}^{N-1} I(n+k) C(n)$$

和其中：

$$R_Q(k) = \sum_{n=0}^{N-1} Q(n+k) C(n)$$

相关值被复数加权 $W(k) = W_I(k) + jW_Q(k)$ 相乘，且结果被累加入制
决统计量 Z ， Z 是由下式给出的：

$$Z = \sum_k \operatorname{Re}\{W(k)R^*(k)\} = \sum_k W_I(k)R_I(k) + W_Q(k)R_Q(k)$$

$$W(k) = 0 + j0$$

$$W(k) = 0 + j0$$

然后在阈值装置 7 中数量 Z 被设定阈值，确定是“-1”还是“+1”被
发送出去。

图 6 表示用于利用传统直接扩频的系统的非相干 DRAKE 接收机 10 的
一般安排。在一个 DRAKE 接收机中，抽头加权或者是 0 或者是 1，这简
单地意味着，来自一个特定抽头的相关值或者被加到一个总和中或者
不加；另外，在非相干 DRAKE 中，选择的各相干值的平方值进行相加，
这样排除了在相加前在相位上对准的必要。因此，加权可以在确定平
方值之前或者在之后加上。与图 3 所示相干接收机的主要区别是将复
数加权加到各个复数相关值的一组复数乘法器 5 以平方值处理器 15a
代替，接着在加权处理器 15a 中以 0 或 1 加权。

在图 6 中，一个适宜的接收机/数字化装置 11 放大、滤波、解
调、模数变换、和最后缓冲接收复合无线信号的同相和正交分量为复
数数字样值 I 、 Q 的码流。样值码流 I 、 Q 被相关器组 14 处理，该

相关器组 14 利用该接收机的扩频码序列的移位计算信号样值序列的相关值，该扩频码序列的移位是由一组本地码发生器的各相应的发生器产生的。当然，一个码发生器和用于移位该发生器的码序列的适合部件也可以代替使用。对于诸如图 1 所示的多径分布图而言，该组 14 可以包括四个相关器，每个用于扩频码的四个移位的每一个移位，和每个码序列的移位应当理想地对应于到达时间 T_0 - T_3 。应当理解，信号样值流 I、Q 可以或者串行处理或者初始地收集到一个存储器中和并行提供到相关器。

由于码序列通常仅仅是实数值的，或者标量相关器可以对 I、Q 样值单独操作，或者半复数相关器可以利用码序列移位同时计算 I、Q 样值的相关。此外，相关值可以在多个发送的符号中被平均，为解码的信号确定平均信号强度。然后利用平方值处理器 15a 从同相（实部）和正交（虚部）分量样值中计算对于扩频码的四个位移的四个复数相关值的平方值。

由加权处理器 15b 将 DRAKE 相乘加权系数加到各相关值的平方值上。因为在 DRAKE 接收机中，加权仅仅是 0 或 1，处理器 15b 也可以被认为是一个抽头选择装置。然后利用加法器 16 将用于扩频码的各个移位的四个加权值组合起来。应该知道，为了处理其他多径分布图，多于或少于每个扩频码的四个移位也可以被处理。正如在一种 DRAKE 接收机中那样，设置选择的一些加权为 0，消除了从加法器 16 来的各相关值的影响，因此可以用来忽略可能被认为含有很少的重要信号能量的那些辐射。

扩频码的加权相关值的和提供到一个比较器装置 17，以便识别发送的符号。对于一个使用块码作为扩频码序列的通信系统，相关器

组 14 将有利地包括足够数量的相关器，以便同时处理由本地码发生器产生的所有码序列和其移位。为每个不同的扩频码序列提供一组的平方值处理器、加权处理器和加法器。该组扩频码的加法器输出将被提供到比较器装置 17。

5 对于利用块码的系统，比较器装置 17 的输出是代表产生的最大加法器输出的扩频码的指数值。在利用 128 沃尔什-哈德马正交扩频码的系统中，比较器装置 17 检验 128 个加法器输出，产生 7 比较信息。沃尔什-哈德马码是有优点的，因为快速沃尔什变换 (FWT) 处理器，诸如在共同受让的美国专利 5, 357, 454 中描述的处理器能非常快地对各
10 扩频码的每个移位产生 128 个相关。比较器装置 17 可以有利地由共同受让的美国专利 5187675 所描述的最大搜索处理器来实现。上面援引的申请与专利特意被提供在这里以资参考。

 在相干 RAKE 接收机中，复数加权估算各相关值使整个信号对噪声和干扰比最大，和使其相位一致，以使它们由累加器 6 相干地相加。当
15 它为其相应相关值的平均值的复数共轭时，每个复数加权是最佳的。应当理解，“平均值”的完全概念意味着，根本的相关值是静态的和仅由于附加了噪声才变化。因为由于接收机和发射机之间的相对运动，至少每个相关值（即， $R_0(k)$ ）的相位是变化的，通常利用诸如锁相环的装置跟踪相关的变化，以便保持正确的加权角度。此外，复数加权的数值还
20 应当跟踪由于变化各目标的信号反射特性引起回波产生的相关值的变化。

 在利用 128 沃尔什-哈德马正交扩频码的 CDMA 系统中，一个期望四个信号多路径分布图的非相干瑞克接收机要求 1024 次平方计算以便从相关值的实部和虚部中得到平方值和 512 次相乘以便加上加权。

对于这样一种系统和分布图，一个相干瑞克接收机要求至少2048次乘法以便将复数加权加到相关值上。从处理器硬件的观点看，相乘一般比平方困难，因为乘法包括两个输入变量而不是一个变量。因此，一般相干RAKE接收机比非相干RAKE接收机更复杂。

按照申请人的发明，用于相干RAKE接收机的复数加权被粗略地量化，即其实部和虚部的值受到限制，以便使相乘可以通过适当的数字移位实现。对于二进制数据处理，该加权值被有利地限制为2的幂的倒数。申请人的发明提供了一种相干RAKE接收机的较简单的实现，该接收机具有较高的性能，但比非相干RAKE接收机简单。

在一个方面，申请人的发明包括一种用于解码CDMA信号的方法，该方法包括相对于扩频码相关接收信号的至少两个时间移位和按照从一个系数存储器中选择的一个系数加权其结果的步骤。各时间移位对应于发送的数据符号，扩频码及其补码对应于不同的发送数据符号，和每个系数具有一个符号和一个2的整数幂的值和对应于一个相应的时间移位。该方法还包括在一个相应的累加器中对每个时间移位加权步骤的结果求和的步骤，和确定累加器的符号以便解码发送的数据符号。

在申请人的发明的另一方面中，一种用于解码CDMA信号的设备包括用于将接收的信号至少两个时间移位与一个扩频码进行相关的装置，扩频码及其补码对应于不同的发送的数据符号和至少两个时间移位对应于一个发送的数据符号。该设备还包括用于按照至少两个系数的各自系数加权各系数的装置，每个系数具有一个符号和一个2的整数幂的值并对应于各自的时间移位。该设备还包括用于对每个时间移位的加权系数求和的装置和用于确定该和的符号以便解码该发送的数据符号的装置。

申请人的发明的其他方面中，一种方法和设备还包括用于从接收的信号中减去对应于解码的发送数据符号的波形的步骤或装置。在申请人的发明的另外一个方面中，该方法包括至少两个时间移位相对于至少两个扩频码进行相关，各扩频码对应于不同的发送信号，和在对于每个扩频码相应的累加器中对于每个时间移位的加权步骤的结果求和。在申请人的发明的另外一个方面中，用于接连发送数据的符号的加权系数是根据前面的各个相关结果和解码发送的数据符号。而申请人的发明的其他方面在下文予以描述。

按照本发明量化相干瑞克接收机的性能比非相干瑞克接收机更好，和几乎与使用非量化复数加权的常规相干瑞克接收机一样好。此外，量化相干瑞克接收机比任何一种常规接收机都不复杂，因为移位操作不比平方和相乘操作复杂。

本发明的特点和优点在结合下面的附图阅读了以下详细描述以后将变得更为清楚。

图1表示具有主路径和回波分量的接收信号；

图2A和2B表示可能被加到在不同时间到达的信号上的加权；

图3是使用后置相关器，相干组合不同辐射的常规瑞克接收机的方框图；

图4表示一种相关 $R(k)$ 计算的并行方法；

图5表示一种相关 $R(k)$ 计算的串行方法；

图6是一种常规的非相干瑞克接收机的方框图；

图7是按照申请人的发明的量化相干瑞克接收机的方框图；

图8表示说明CDMA信号是如何产生的系列图；

图9和10表示说明CDMA信号是如何解码的系列图；

图 1 1 表示说明相减 CDMA 解调技术的系列图；

图 1 2 是对于使用加扰掩码信号的瑞克接收机的部分方框图。

下面的描述是以一种利用偏移 QPSK (OQPSK) 调制和 128 沃尔什 - 哈德马正交扩频码的 CDMA 通信系统给出的，但应理解，本发明可以用于其他通信方案，包括利用一个扩频码的二进制 PSK。

图 7 表示按照申请人的发明的一个量化相干瑞克接收机 1 1 0 的方框图。接收机 1 1 1 适当地放大、下变频和滤波接收的复合无线信号，和模数变换该结果。同相和正交信号分量的数字的 I、Q 样值被收集到样值缓冲存储器 1 1 2 中。A/D 变换的定时和样值转移到缓冲器是借助于适当的定时发生器 1 2 0 与其他接收机处理，诸如载频同步协调操作的。在 1 2 8 个复数样值被收集到缓冲器 1 1 2 以后，定时发生器 1 2 0 启动一个 FWT 处理器 1 1 4 计算具有样值缓冲器的内容的 1 2 8 个相关值。

利用该示例性的 OQPSK 调制，扩频码的交替时间片与在中间的那些比较相移 90 度出现，例如偶数时间片可以出现在 I 信道和奇数时间片可以出现在 Q 信道。因此，可以应用有规律的相位 90 度预旋转，使奇数时间片的相位与偶数时间片的相位对准。已知的方法是应用有规律地增加 0、90、180、270、360 (=0)、90、180、……度旋转，顺延地隔开一个时间片接收复数样值，等效于 1/4 时片速率的频移。例如，仅考虑偶数时间片时，应理解，偶数时间片已经受了交替地 0、180、0、180、……度的有规律地旋转，是意味着每个交替的偶数时间片已被反相，如同有每隔一个奇数时间片一样。然而，在发射机中通过如已知的“预编码”的过程被补偿了，当进行调制时，这过程基本上反相每隔一个奇数和偶数比特，在接收机的有规律预旋转以后，

时间片的极性将再次是预期的时间片序列的极性。

尽管上述测量用于将奇数和偶数时间片对准到相同的相位平面，但由于无线传播跨过数百万波长的一个距离，该未知相位意味着这个相位平面可能在实数平面、虚数平面，或二者之间的任何平面。因此，FWT处理器114必须相关信号的实部和虚部两个部分，保证所有接收的信号能量都被包括。

FWT处理器114有利地使用了如在美国专利申请NO.07/735,805中所描述的内部串行运算，该美国专利申请援引于此以资参考。这种FWT处理器有效地处理在M个相应导线或输入端上从最低有效位（“LSB”）开始串行出现的M个二进制输入值。应理解，可以提供两个128点FWT处理器并行计算复数相关值的实部（来自同相样值）和虚部（来自正交样值）。另一方面，如果处理时间允许，可以提供128点FWT处理器用于顺序地计算实部和虚部。

使用串行运算的FWT处理器容易实现按照申请人的发明的复数瑞克加权的应用。如果加权值被量化为2的幂的例数，则相关值可以通过使用由FWT处理器114产生的串行比特流的适当时延来简单地估算。延迟使用FWT处理器的输出比特流一比特具有由 $1/2$ 乘以该相关值的效果；延迟使用该输出两比特具有“乘以” $1/4$ 的效果；以此类推。因此，例如，被2除，则没有利用出现的第一比特（最低有效位）。然后出现的下一个比特被用作最低有效位，等等直至最后的比特出现。出现的最后比特则被保持和作为一个符号延伸的比特被重复使用，直至要求的输出比特数目已被使用为止。这些延迟通过定时单元120在适当的不同时间发出时钟脉冲到FWT处理器114和缓冲存储器112很容易地实现。

此外，应该理解，定时单元可以有选择地延迟时钟脉冲第一数量，以实现对相关值的实部的适当加权值，然后有选择地延迟时钟脉冲第二数量以实现对相关值的虚部的不同的加权值。

应注意，首先可以确定在具有较小系数的各抽头上的相关值和用于实部和虚部的FWT硬件部分可以被转换以确定在不同缓冲器移位的相干值。例如，如果抽头/移位1具有实系数1与虚系数 $1/4$ 和抽头/移位3具有实系数 $-1/4$ 与虚系数 $-1/2$ ，则这可能是特别有益的，首先使在虚部FWT确定抽头1的同时实部FWT确定抽头3。在这种方式中，具有系数 $1/4$ 的各抽头首先被利用。这些系数被加到各累加器中，而后确定系数 $1/2$ 的各FWT。因为最后确定必须加到具有双倍以前确定的重要性累加器中，所以时延串行比特流（或向前循环累加器的内容放弃最低有效位）是适合的。目前优选的实施的这种改进可能是特别有益的。

对于每个相关值的实部和虚部的估算分布图、即加权是利用存储在系数存储器115a中的参数加上的，以便控制由一个符号变更器115b强加的±符号的变化。例如，符号变更器可以是一个反相门和一个选择开关的组合，该开关按照符号的改变是否是需要的或者选择该门的输出码流，或者其输入码流。这种组合还可以简单地利用一个异或门来实现。

估算和符号改变的相关值在128累加器116中以比特方式求和，每个累加器专用于一个相应的FWT输出点和有利地包括一个比特串行加法器116a和循环比特串行存储器116b。因此，在该相关以前出现的估算被完全地导出，即因为相关值是串行地产生。

应注意，上述符号变更器115b的实施例不能产生各值的精确的二

的补码的非，因为二的补码的非实际上是通过对各比特求补而后该求补的值加1实现的。但是，因为“加1”操作是在LSB上执行的，如果字长（精确的）没有它是足够的，则该操作经常被忽略。处理诸如这种舍入（rounding），和诸如在上面“延迟”过程中放弃LSB的情况下的另外一些方法是当求反时预置比特串行加法器116a的进位触发器为1，或当进行除法操作如果放弃的LSB是1时，预置为1。

然后样值缓冲器112的内容按照下一个辐射的延迟被时延一个或多个样值，且FWT处理器114如上所述利用移位的样值计算各相关值。这些相关按照其从系数存储器115a中检索的自己的相应系数被估算和改变符号。在这种方法中，对于接收样值的多个移位即多个辐射计算128个复数相关值的组。

按照申请人的发明，来自每个瑞克抽头的相关值的实部和虚部用从 ± 1 、 $\pm 1/2$ 、 $\pm 1/4$ 、……系列选择出来的值加权，这种加权是通过在长于一个信息符号的周期中观察它们的平均值确定的它们相对的重要性和符号进行的。目前的优选实施例虽然仅是示例性的，但它是七比特组组成的信息符号，该信息符号用于选择128个正交的128时间片的码字以便传输。在接收机中接收的信号是至少每个时间片取样一次和该样值被顺序地馈送到含有至少相当于128时间片样值的缓冲存储器中。

FWT处理器从缓冲器分开一个时间片（chip）处理128个样值产生相应于128个可能发送的码字的128个相关值。这128个值是来自相应于从该缓冲器采集的接收数据样值的特别移位的一个瑞克抽头的相关性。这128实部值分别由对那个抽头的实部所确定

的量化系数和在128累加器116累加的加权值进行加权。同样地128个虚部值由对那个抽头的虚部所确定的和在128累加器中累加的量化系数加权。当收到另一个信号样值时，则它被移位入缓冲器，而在该缓冲器中的最早的样值落在FWT128时间片窗口之外。因此该缓冲存储器应足够大可以包含相应于 $128 + L$ 时间片的信号样值数，这里 L 是瑞克抽头数。而后FWT使用在相应于不同瑞克抽头的缓冲器中新移位的样值产生128个另外的相关性，而它们的实部和虚部利用在累加之前对那个抽头确定的量化的系数加权。

在所有希望的瑞克抽头以上述方法已处理之后，128累加器包含来自每个抽头的加权的的相关性之和。确定这些的最大值表示发送的很可能的码字，得到七比特的信息。最大的累加器116是由幅度比较器装置117确定的，它可按照在美国专利5187675中公开的发明工作，该专利在上面引用供参考。

在以这个方法已确定发送的码字后，或者通过在存储器中记住原始相关性然后存取它，或者通过再次再生每个缓冲器移位但这时需要相应于决定的码字只计算每个移位一个相关值来选择与来自瑞克抽头的那个码字的相关。然后每个相关的实部和虚部部分分开地用系数计算机与量化器130进行平均，它给每个候选的瑞克抽头提供一个平均器，和该平均值用于确定每个抽头的量化的加权系数，这些加权系数用于累加相关值以解码下一个发送的符号。

例如，假定用于一组瑞克抽头的平均器产生下表中的值。由计算机与量化器130对下一个发送的符号所确定的适当的量化加权系数可示于最右栏中。

抽头	抽头平均		量化系数	
	实部	虚部	实部	虚部
1	0.9	-0.1	1	0
2	-0.71	0.69	-1	1/2
3	0.28	-0.6	1/4	-1/2
4	0.13	-0.22	0	-1/4

以计算机与量化器 130 实现的产生抽头平均值的平均器可按照许多已知方法的任一方法工作，如成组移动平均，指数忽略或卡尔曼滤波。后者是目前优选的方法，它使用时间微分估计预测下一个值、使用该预测值作为该抽头的平均值确定如上所述的量化系数、使用该系数组合这些抽头和解码码字，然后当具有解码的码字的相关值可用时校正该预测和时间微分估计。优选的卡尔曼滤波也可有利地计算抽头相位的相位的时间微分的估计，这是频率差错，以便在一个符号期间将预期值的相位旋转加到前一个、校正的预测更好地预测下一个相关的复数值，以便获得下一个预测。除了使用实部和虚部时间导数之外这也可进行预测一个符号期间以后的新的实部和虚部值。在它们相位导数的所有抽头的加权平均也是由于发射机和接收机振荡器差错引起的信号频率差错的良好指示，而且可用于将补偿反旋转 (anti-rotation) 加到接收的信号样值上作为一种自动频率控制 (AFC) 形式，和/或用于校正接收机的基准频率振荡器。

应该知道，对多个发送的符号平均相关值确定了平均信号强度，因为该信息是由正交沃尔什信息块码字传送，而不是由扩频码序列的符号反向来传送。因此，形成了与所有可能码的相关并且确定了最大的相关值。假定进行了校正决定和噪声不导致符号差错，则各信息块

的最大相关值是相同的，不管下面的七个信息比特，且相位及幅度仅仅以信道衰落的速率相当慢地变化。例如，如果该信道产生具有45度的相位的0.32的接收信号幅度和发送码C4，则收到 $0.32 \times (\cos(45) + j \times \sin(45)) \times C4$ 和复数值在F W T的接收器(bin)4中产生。如果下一个发送码C97和该信道已稍微变化，以致接收的信号具有53度相位的0.29的幅度，则数值 $0.29 \times (\cos(53) + j \times \sin(53)) \times C97$ 在F W T的接收器97中产生。平均从最大F W T接收器来的值得到以下结果：

$$X_{\text{平均}} = (0.32 \times \cos(45) + 0.29 \times \cos(53)) / 2$$

$$Y_{\text{平均}} = (0.32 \times \sin(45) + 0.29 \times \sin(53)) / 2$$

这些是正常的平均值。

可以认识到，当使用二进制信令时，需要去掉反向或在平均之前由该信息产生的调制。例如，在使用二进制P S K调制的系统中，该信息是按照数据比特的值由单一扩频码序列的符号反向传送的；该扩频码及其补码相应于各个不同的发送数据符号。一个相关值的符号得到解码的二进制数据比特。因此，例如在使用瑞克组合器的输出（即幅度比较器117的输出）作为该数据调制符号的最好的估计进行平均之前，系数计算机与量化器130去掉二进制P S K调制，然后在平均相关值之前再反向从每个瑞克抽头来的相关值。

对于该计算机与量化器130来讲较好的替代方案是使用瑞克组合器的输出作为在纠错解码过程中的“软”比特值。计算机与量化器130因此等效一个卷积解码器，它则使用更可能是正确的已校正的比特消除在平均瑞克抽头值之前由数据调制产生的相位和/或幅度变化。这意味着通过纠错解码器传播足够远的数据比特的时延几乎变成

“固定”，以致瑞克抽头值必须保存在长度等于该数据比特被确定之后用于平均的这个时延的缓冲器中。只要这个时延与由于衰落信道变化的速率比较是小的，则不发生任何问题。

系数计算机与量化器130的功能在下面更详细地叙述。

量化相干瑞克接收机10有利地以在共同受让的美国专利5151919和美国专利5218619中所叙述的减法CDMA解调操作。这两个申请特地引用供参考，在所叙述的系统中，最大相关的实部和虚部都置零，因而消除了刚刚检测的信号，和进行反变换将样值返回到缓冲存储器，刚刚检测的信号从此被减去。然后重复前向相关过程。图8-10提出了在传统的CDMA系统的编码和解码过程中的示例波形。使用图8-10的波形的例子，在图11中示出了改进的减法CDMA解调技术的性能。

在图8中的信号曲线(a)和(b)表示的两个不同的数据流代表在两个分开的通信信道上进行通信的数字化信息。信息信号1是使用高比特率的、对信号1是唯一的和在信号曲线(b)中表示的数字码调制的。基本上是两个信号波形的乘积的这个调制的结果在信号曲线(c)中表示。在布尔(Boolean)表示法中，两个二进制波形的调制基本上是异或操作。对信息信号2进行相似的操作顺序，如在信号曲线(d)-(f)中所示的。当然，在实际上，比两个编码的信息信号多得多的编码的信息信号在蜂窝电话通信可用的频谱中进行扩频。

每个编码的信号使用多个调制技术的任何一个技术如QPSK用于调制射频(RF)载波。在蜂窝电话系统中，每个已调制的载波经过空中接口发送。在无线接收机中，如一个蜂窝基站，在所分配的频率带宽中重叠的所有信号一起被接收。如在图9的信号曲线(a)-(c)

中所表示的，编码的信号逐一地相加以形成一个复合的信号波形（曲线（c））。

在接收的信号解调为合适的基带频率之后，进行复合信号的解码。将图9（c）中所示的接收的复合信号与用于正交调制信号曲线（d）所示的信号1的唯一码相乘，信息信号1可被解码或去扩频。得到的信号被分析以决定该信号的每个信息比特周期的极性（高或低，+1或-1，“1”或“0”）。接收机的码发生器如何与发送的码在时间上同步的详细情况在本技术领域是公知的。

这些决定可在每个比特周期期间取平均值或时间片极性的多数表决进行。只要没有信号模糊，这种“硬”判定进行过程是可接收的。例如，在信号曲线（f）的第一比特周期期间，平均时间片值为+1.00，这已表明比特极性+1。类似地，在第三比特周期期间，平均时间片值为+0.75，且该比特极性也可能是+1。但是，在第二比特周期中，平均时间片值为零，且多数表决或平均测试不能提供一个可接受的极性值。

在这种模糊的情况下，必须使用“软”判定进行过程来确定比特极性。例如，与去扩频之后的接收信号成正比的模拟电压可在相应于单个信息比特的多个时间片周期中被综合。净综合结果的符号或极性表示该比特值是+1或-1。

类似于信号1，信号2的解码在图10的信号曲线（a）-（d）中示出。但是，在解码之后，没有模糊的比特极性的情况。

与常规的CDMA相反，减法CDMA解调技术的重要方面是认识到：顺利的CDMA信号的压缩不受扩频解调器的处理增益的限制，如利用军事型干扰信号的压缩的情况那样。包含在接收的复合信号中的其它信号

大部分不是不知道的干扰信号或不能相关的环境噪声。而是如上述所确定的，大部分噪声是已知的和用于使感兴趣的信号解码更容易。大部分这些噪声信号的特性，包括它们相应的扩频码是已知的这一事实都被用于减法CDMA解调技术中以改善系统容量和信号解码过程的准确度。不是简单地解码从复合信号中来的每个信息信号，减法CDMA解调技术还从已解码之后的复合信号中除去每个信息信号。剩下的那些信号只从复合信号的剩余信号中被解码。因此，已经解码的信号不干扰剩余信号的解码。

例如，在图11中，如果信号2已被解码，如信号曲线(a)所示的，则编码形式的信号2可被重新构成，如信号曲线(b)和(c)所示(信号2重新构成的数据流的第一比特周期的开始与信号2的码的第四时间片的开始对齐，如图8信号曲线(d)和(e)所示的)，和从信号曲线(d)的复合信号中减去(重新构成的编码信号2的第一时间片也与接收的复合信号的第四时间片对齐)以留下信号曲线(e)中的编码的信号。这很容易通过将图11中的信号曲线(e)与图8中的信号曲线(c)比较进行验证(通过除去前三个和最后的时间片而缩短)。通过将编码的信号1与码1相乘重建信号1，很容易恢复信号1。注意，因为信号1和2的数据流的比特周期相互相对移位2时间片，在图11信号曲线(f)中所示的恢复的信号1的第一比特周期中只有6+1时间片。有特殊意义的是：虽然常规的CDMA解码方法不能确定信号1的第二比特周期中的信息比特极性是图9的信号曲线(f)中的+1或-1，减法CDMA解码技术的解码方法简单地从复合信号中除去信号2而有效地解决了那个模糊性。

如上所述，最好以从最强到最弱的相关强度的顺序进行由F W T

处理器 114 根据样值缓冲器的不同移位重新计算相关值和检测信号的相关值的连续减法。在这个过程中期间，图 7 中所示的量化的相干瑞克接收机 110 重新计算被认为是最大的分量的相关，而结果从比较器装置 117 传送到瑞克系数计算机与量化器 130，在下面更详细地叙述。

应该知道，量化的相干瑞克接收机 110 可有利地用在通信系统中，其中沃尔什-哈德马扩频码利用预定的加扰比特码型的比特方式模 2 加进行修改。这种系统在通常指定的 PCT 专利 W093/21709 “移动无线通信的多址编码”中叙述，特别引用这里供参考。

图 12 表示具有与加扰比特码型工作所需的附加部件，或者具有上面引用的专利申请中叙述的特性的加扰掩码的图 7 所示的瑞克接收机的一部分。这些加扰掩码被有利地存储作为 RAM 或 ROM 存储器中的查找表，例如，通过提供其相关的地址从中检索特定的掩码。虽然以存储器查找表进行叙述了，应该知道，联机产生由选择控制输入信号指示的加扰掩码的合适的码发生器如数字逻辑电路或微计算机也可使用。

由天线接收的复合信号被提供给解调接收的复合信号的串行样值的一个接收机解调器 111a。串并行的变换器 111b 变换串行样值为信号样值的并行信息组（它可以是复数的，相应于同相和正交信号分量）。每个信息信号在接收机中被解码的顺序由加到加扰掩码存储器 140 的接收加扰掩码选择地址 b_A 或 b_B 确定。在串并行变换器 111b 中缓存的并行样值由一个 N 比特加法器 150 进行比特方式异或操作或模 2 加到从存储器 140 检索的加扰掩码。如果接收的样值是复数的，不同的加扰掩码可用于同相和正交分量。然后解扰的信号由瑞克接收机的

其余部分如上所述的包括 FWT 电路 114 进行解码。

在这样的系统中，源信息例如话音被变换为 M （或 $M+1$ ）个二进制比特信息组，这些比特信息组以纠错正交（或双正交）块码进行编码。正交的 2^M 比特信息组码字以附加的模 2^N 比特的加扰掩码进行加扰，该码可从存储器的查找表中检索出。在理想的加扰掩码的情况下，可能有 $n_A = N^{1/2}$ 或 $n_B = N/2$ 加扰掩码，取决于使用哪种方法产生加扰掩码组。因此，从该存储器寻址每个掩码所需的比特数是 $b_A = \log_2(n_A)$ 或 $b_B = \log_2(n_B)$ ，和通过发送与一个特别的加扰掩码相关的 b_A 比特或 b_B 比特加扰掩码选择地址到该存储器，那个掩码从存储器中被检索出和模 2 加到块码信号上。

有选择地寻址和检索一个特别的加扰掩码的能力在从接收的复合信号中确定信号被解码的顺序中变得重要了。例如，如果较强的编码信息信号先被解码和在较弱的信号被解码之前从复合信号中被除去，则加扰掩码必须以它们相关的编码信息信号的信号强度排顺序。在按照本发明和上面引用供参考的发明申请的 CDMA 减法解调中，相应于最强信息信号的加扰掩码被选择用于解码。在那个信号被除去之后，选择下一个最强的信息信号等等直到最弱的信号被解码为止。

瑞克系数计算机与量化器 130 从由比较器 117 供给它的所选择的复合相关值的顺序中确定平均值和实部与虚部变换分量的趋势。这些由计算机 130 用于预测在下一分析周期中出现的值，因而与应从系数存储器 115a 中检索的加权。因此，接收机 110 可适用于改变多路径条件。由计算机 130 传输的计算一般要求一个数字信号处理器如可从德克萨斯仪器公司买到的 TMS320C50 型。

预测的值最好标称化为最大的幅度，它被指定为值 ± 1 ；剩余部

分被量化如下：

如果幅度 > 0.7 ，则量化为 ± 1 ；

如果 $0.35 < \text{幅度} < 0.7$ ，则量化为 ± 0.5 ；

如果 $0.175 < \text{幅度} < 0.35$ ，则量化为 ± 0.25 ；和

如果幅度 < 0.175 ，则量化为 0.0 。

因此，预测的变换值粗略地量化为优选的四个电平。

在最简单的情况下，从前面的值该计算机 130 对下一个分析间隔的相关值的预测可只涉及预测下一个值将是与前面的值相同。

在相关是慢慢地变化的情况下，较好的预测是：未来的预测是相应的前面值的连续平均；该连续平均可在在预定宽度的移动窗口中的前面的值中求出，这些前面的值对于较旧的结果具有相同加权或者具有指数地递减的加权（有时后者称为“指数忽略”（exponential forgetting））。假定 $Z(i)$ 代表在时刻 i 的复数相关，而 $\bar{Z}(i)$ 代表在前面的复数相关的时刻 i 的连续平均，对于下一个连续平均的合适的预测由下式给出：

$$Z(i+1) = Z(i) + (Z(i) - \bar{Z}(i)) / 4$$

这个表示式具有在四个相关间隔的运行窗口的指数忽略。对于 4×128 时间片间隔，只要由于衰落引起的信号幅度和相位变化在这个间隔不超过，则指数忽略是合适的。衰落率与多普勒位移有关，而对于法定的汽车速度和在 1GHz 附近无线频率，它们位于约 $0-100\text{Hz}$ 的频谱范围中。因此， 4×128 时间片间隔在最多多普勒位移时可相隔 $1/4$ 周期，或者 $1/4 \times 10\text{ms} = 2.5\text{ms}$ 。这建议一个 128 时间片周期短于 0.625ms ，相应于大于 200kb/s 的时间片速率。在优选的实施例中时间片速率为 270.8333kb/s ，符合上面的标准。

在相关更快地变化的情况下，例如，当传播路径快速地在变化时，未来相关值使用相关的趋势或时间导数更好地预测。该趋势可使用测量的相关 $Z(i)$ 有利地求出，以便按照下式校正先前的预测 $\underline{Z}(i)$ 及其导数 $\underline{Z}'(i)$ ：

$$\underline{Z}_{cor}(i) = \underline{Z}(i) + a(Z(i) - \underline{Z}(i))$$

$$\underline{Z}'_{cor}(i) = \underline{Z}'(i) + b(Z(i) - \underline{Z}(i))$$

式中 a 和 b 是合适的系数。校正的值 $\underline{Z}_{cor}(i)$ 和 $\underline{Z}'_{cor}(i)$ 则用于按照下式求出预测 $\underline{Z}(i+1)$ ：

$$\underline{Z}(i+1) = \underline{Z}_{cor}(i) + \underline{Z}'_{cor}(i)dT$$

式中 dT 是预测之间的时间差。适当的选择系数 b ， dT 可取为1或负的二次方，因此有利地避免相对耗时的乘法。

系数 a 和 b 可应用公知的卡尔曼滤波理论求出。卡尔曼估算器的一般方面在文章中叙述，例如，纽约(1985年)Macmillan Publishing Co.出版的H. Vanlandingham所著的“数字控制系统概述”第8章“可观察性和状态估算器设计”。系数 a 和 b 从下面的卡尔曼滤波式求出。

假定 $A(i) = \begin{bmatrix} Z(i) \\ Z'(i) \end{bmatrix}$ 是被估算的参数 Z 及其时间导数 Z' 的二元复数列矢量。索引 (i) 表示目前最好的估算。下一个 $A(i+1)$ 的值， $Z(i+1)$ 和 $Z'(i+1)$ 可在收到任何新的信息之前利用下式从先前的估算中预见到：

$$Z(i+1) = Z(i) + Z'(i) \cdot dT$$

$$Z'(i+1) = Z'(i)$$

这表明 $Z(i)$ 是使用导数估算的 dT 正向预测的，但是导数估算仍然相同，

因为我们没有用于进行更好预测的第二导数估算。这些方程可写成：

$A(i+1) = \begin{bmatrix} 1 & dT \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot A(i)$ 。矩阵 $\begin{bmatrix} 1 & dT \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$ 以符号 W 表示，则即使没有收到另外的信息，它表示 A 的系统的预期变化。

按照卡尔曼滤波理论，在本例的复数系数 2×2 矩阵的反协方差矩阵 P 也可从其先前的值预测，该过程已从 P 的大和对角开始。 $P(i+1)$ 从 $P(i)$ 按照下面的矩阵表示式预测：

$$P(i+1) = W^* P(i) W + Q$$

式中 $*$ 表示复数共轭变换，而 Q 是常数矩阵，通常是对角的，它确定该过程可多快地跟踪变化。而且，被表示为 $U(i+1)$ 的下一个观察的值（即，被计算的下一代相关值）是假定它是下一个 A 值的函数从下式预测的：

$$U(i+1) = F(A(i+1))$$

在所观察的值刚好是 $Z(i+1)$ 一点的情况下，函数 F 简化为

$$U(i+1) = 1 \cdot Z(i+1) + 0 \cdot Z'(i+1) = (1, 0) \cdot A(i+1)$$

以其列矢量形式的矢量 $(1, 0)$ 被指定符号 X ，而且是对于矢量 A 的 U 的梯度矢量。

为了简便起见使用 i 的索引表示可被取出，因为它意味着在左侧的新值使用在右侧的先前值进行计算，则得到以下表示式：

$$\text{预测： } P = W^* \cdot P \cdot W + Q$$

$$A = W \cdot A$$

$$U = X^* \cdot A$$

这时 U 的预测与下一个观察值（即下一个相关值，即实际的 $Z(i+1)$ ）比较，且预测误差 E 从下面的表示式进行计算：

$$E = U - Z_{\text{实际}}$$

这时使用下式校正预测：

$$A = A - P \cdot X \cdot E \quad (1)$$

$$P = P - \frac{P \cdot X \cdot X^* \cdot P}{[1 + X^* \cdot P \cdot X]}$$

上式(1)可与使用系数 a 和 b 更新 Z 及 Z' 的等式比较。实际上，以矢量 A 表示的这些等式如下：

$$A = A - \begin{bmatrix} a \\ b \end{bmatrix} \cdot E, \text{ 表示 } \begin{bmatrix} a \\ b \end{bmatrix} \text{ 等于 } P \cdot X。$$

在每个迭代中元素 P 递减，相应于考虑更多相关值时在平均预测中具有减少影响的每个相关。但是，附加的 Q 矩阵防止 P 变为零，因而确定最近接收的值究竟具有多大的影响，即跟踪的变化率。

注意， P 值计算序列不包含任何未知的或有噪声的接收量，而只是常数矩阵 Q 和 X ， P 值序列和 P 最后收敛的值在设计期间只计算一次。最后的 $P \cdot X$ 值给出了包含希望的系数 a 和 b 的二元矢量。而 P 值的计算可被省去，和整个计算简化为使用这时确定的值 a 及 b 的先前给定的公式。这称为“最后卡尔曼”解。

因此，在对增量矩阵 (gain matrix) 运行卡尔曼算法足够长以便会聚到常数值之后，从卡尔曼增量矩阵的最后值得到系数。这些最后的值通常也是粗略地量化的，例如为负的二次方，以允许通过位移或时延而容易实施并避免相对地更复杂的乘法。

当然，在不脱离本发明的精神下，以特别的形式而不是上面叙述的形式实施本发明是可能的。上面叙述的实施例仅仅是说明性的，而且无论如何不应认为是限制性的。本发明的范围由所附的权利要求书而

不是由前面仍叙述给出，而且所有落入权利要求书范围内的变形和等效物都包括在其中。

说明书附图

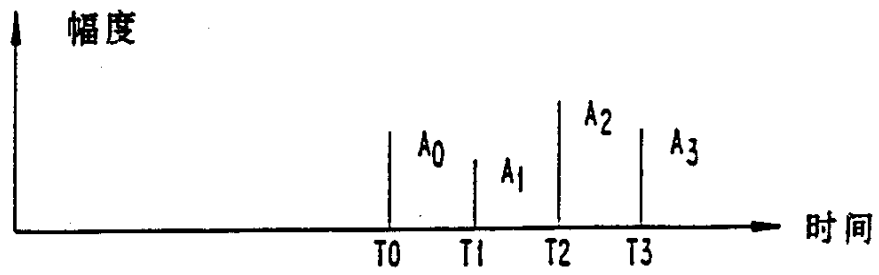


图 1

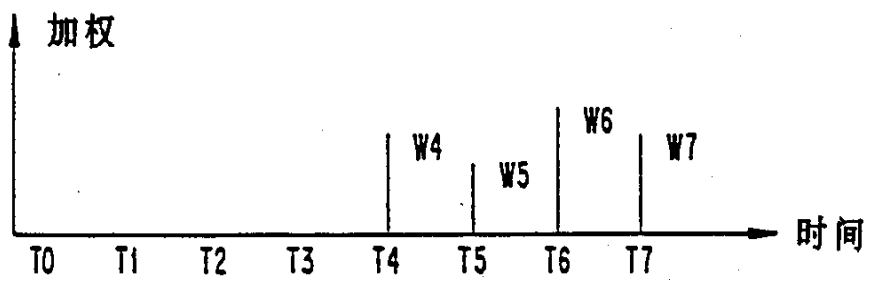


图 2A

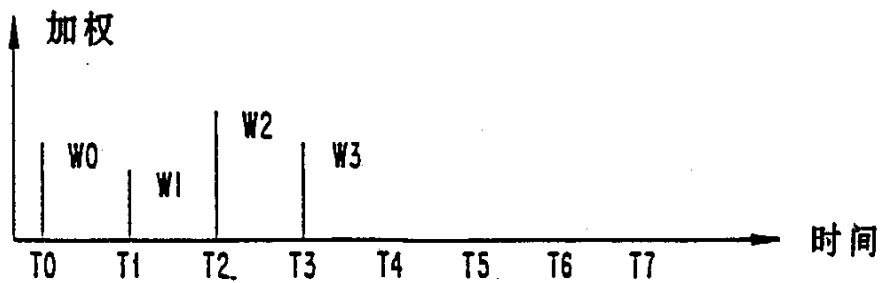


图 2B

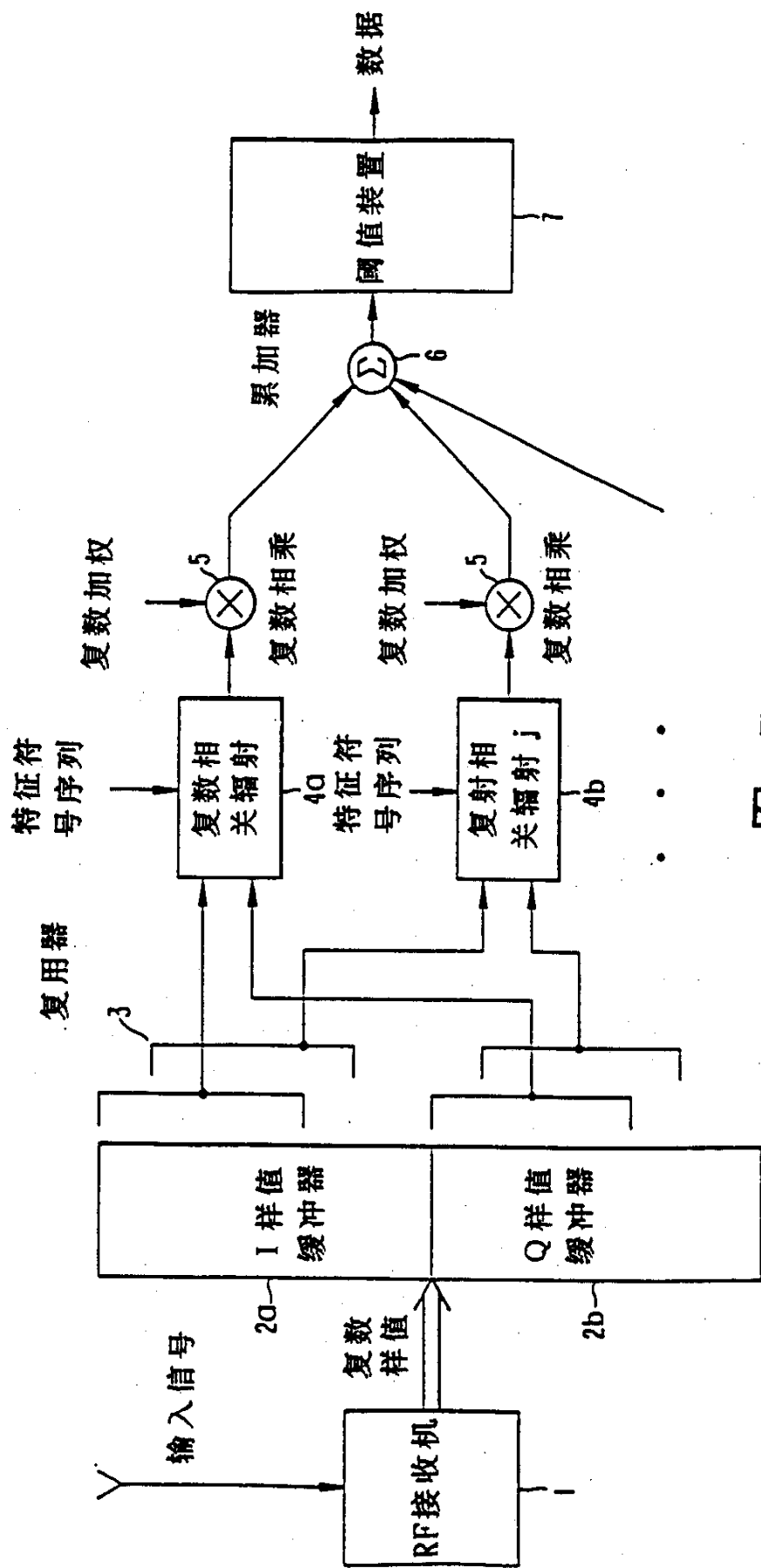


图 3
现有技术

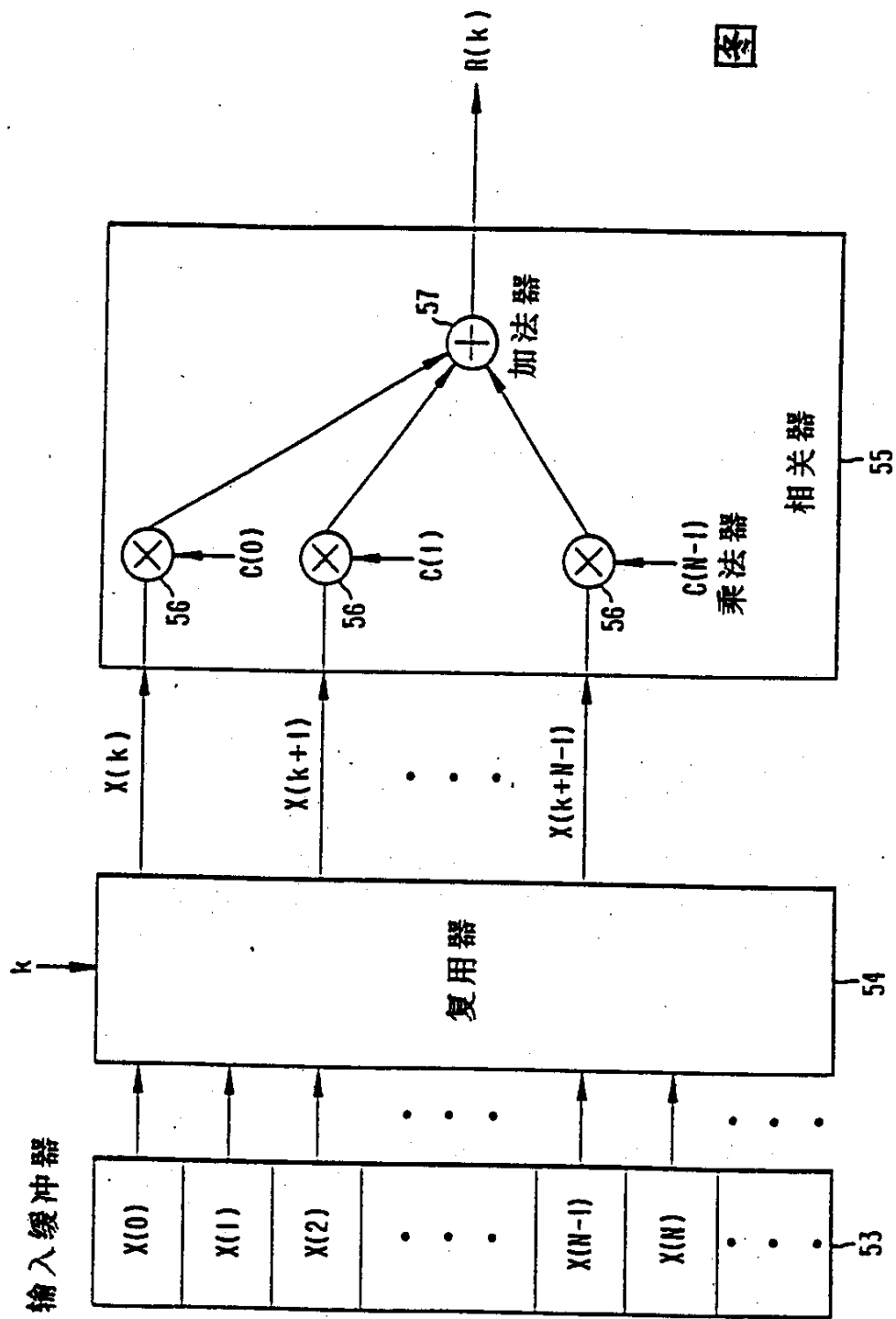


图 4

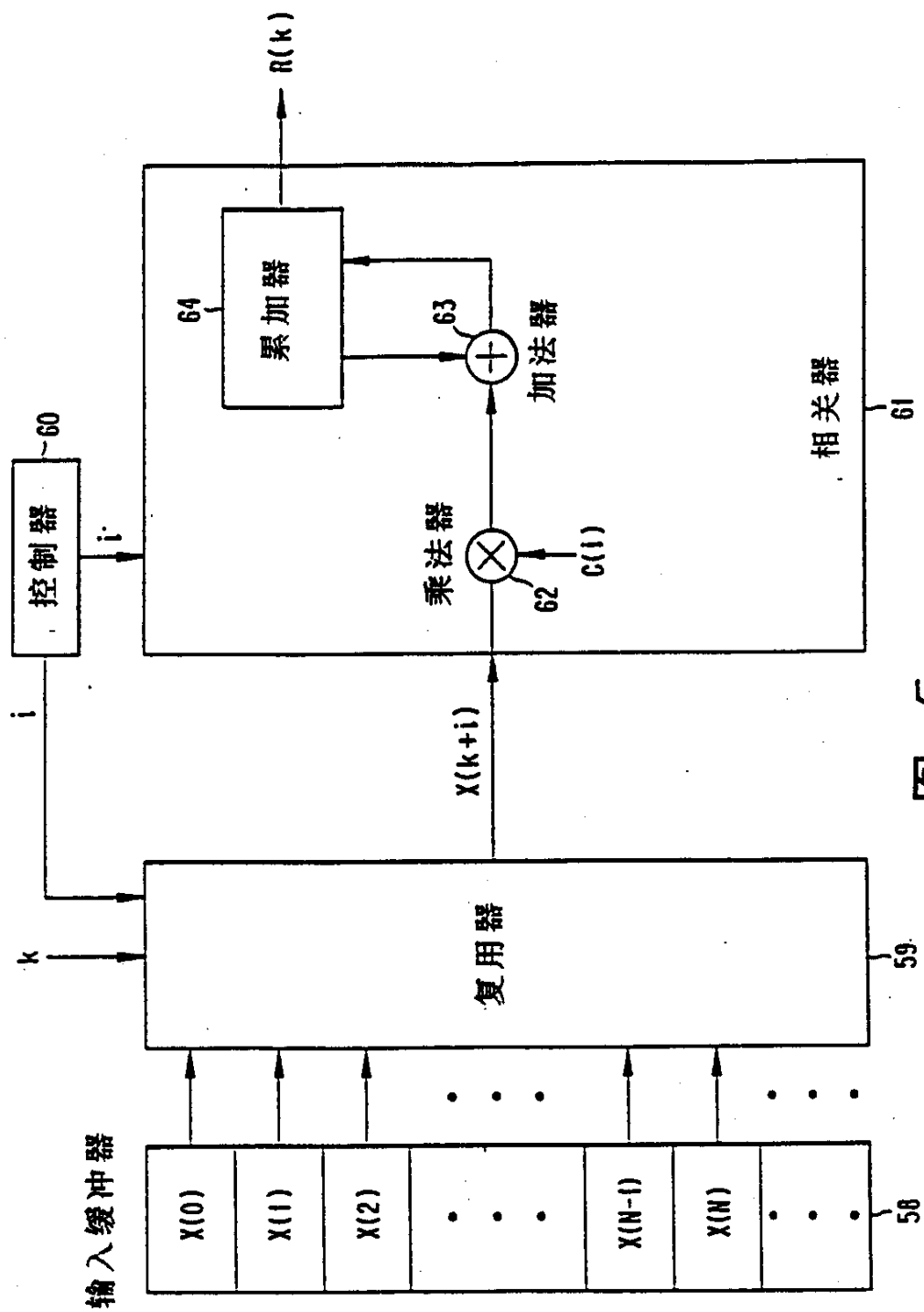


图 5

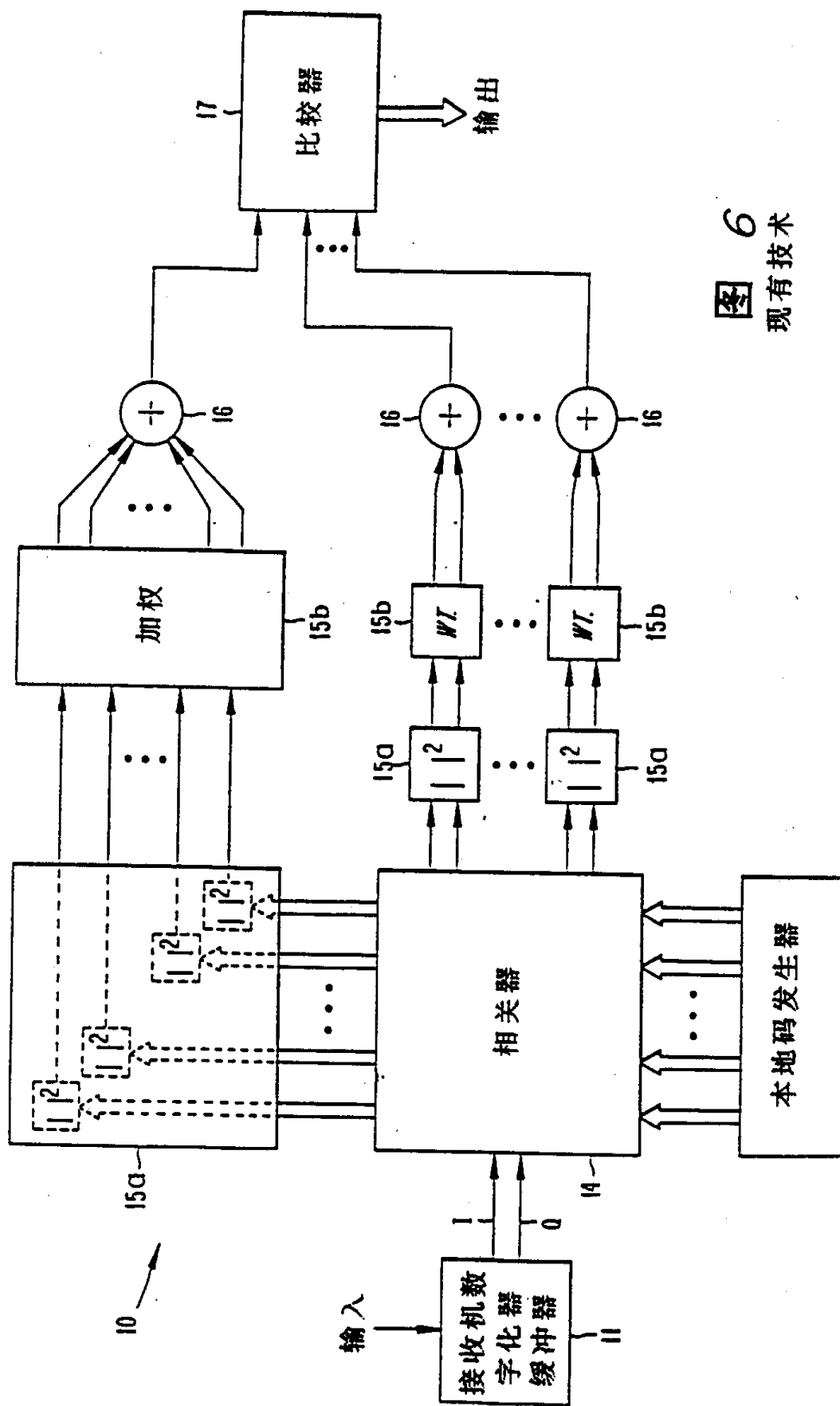
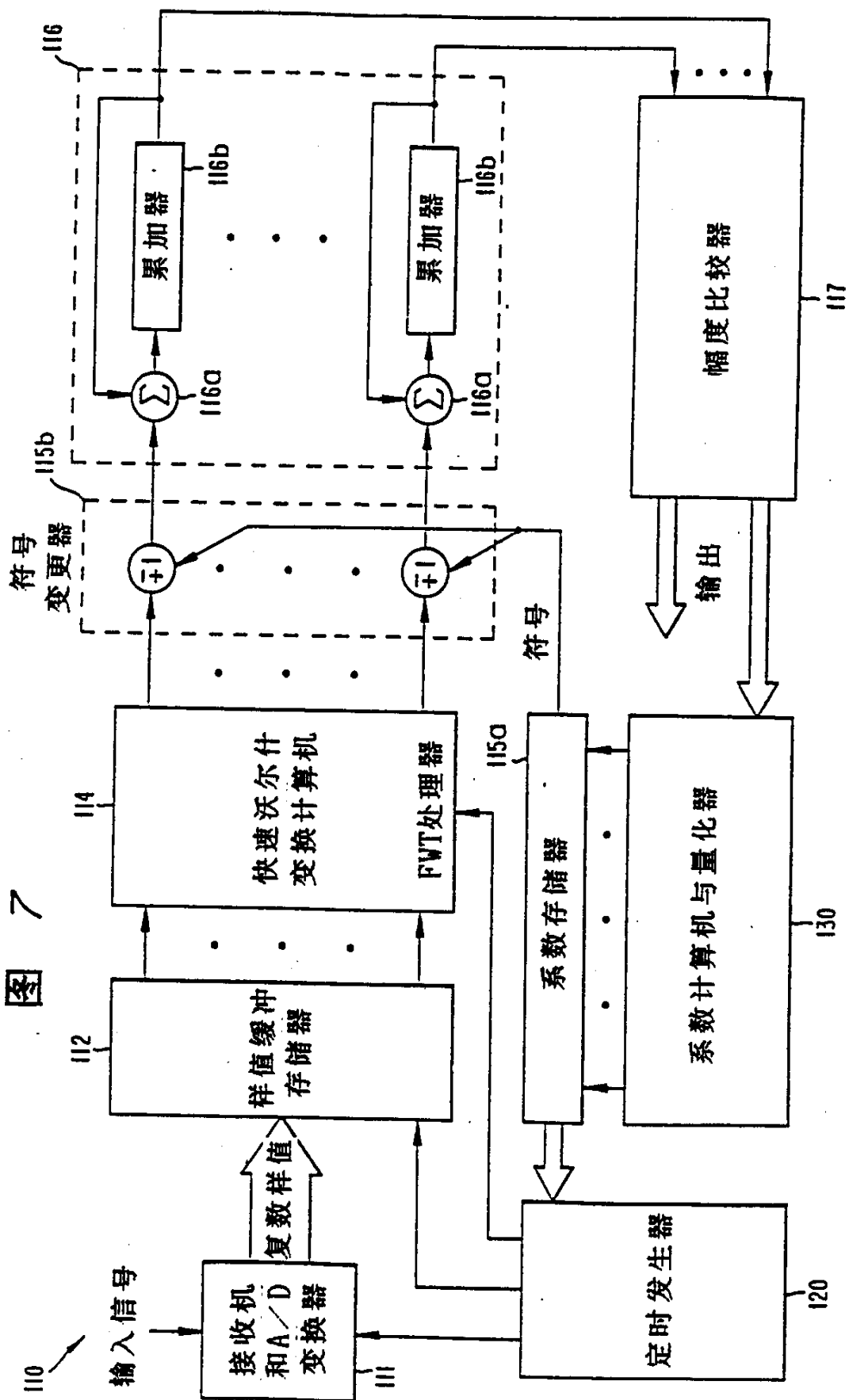


图 6
现有技术

图 7



(a) 信号 1 的数据流

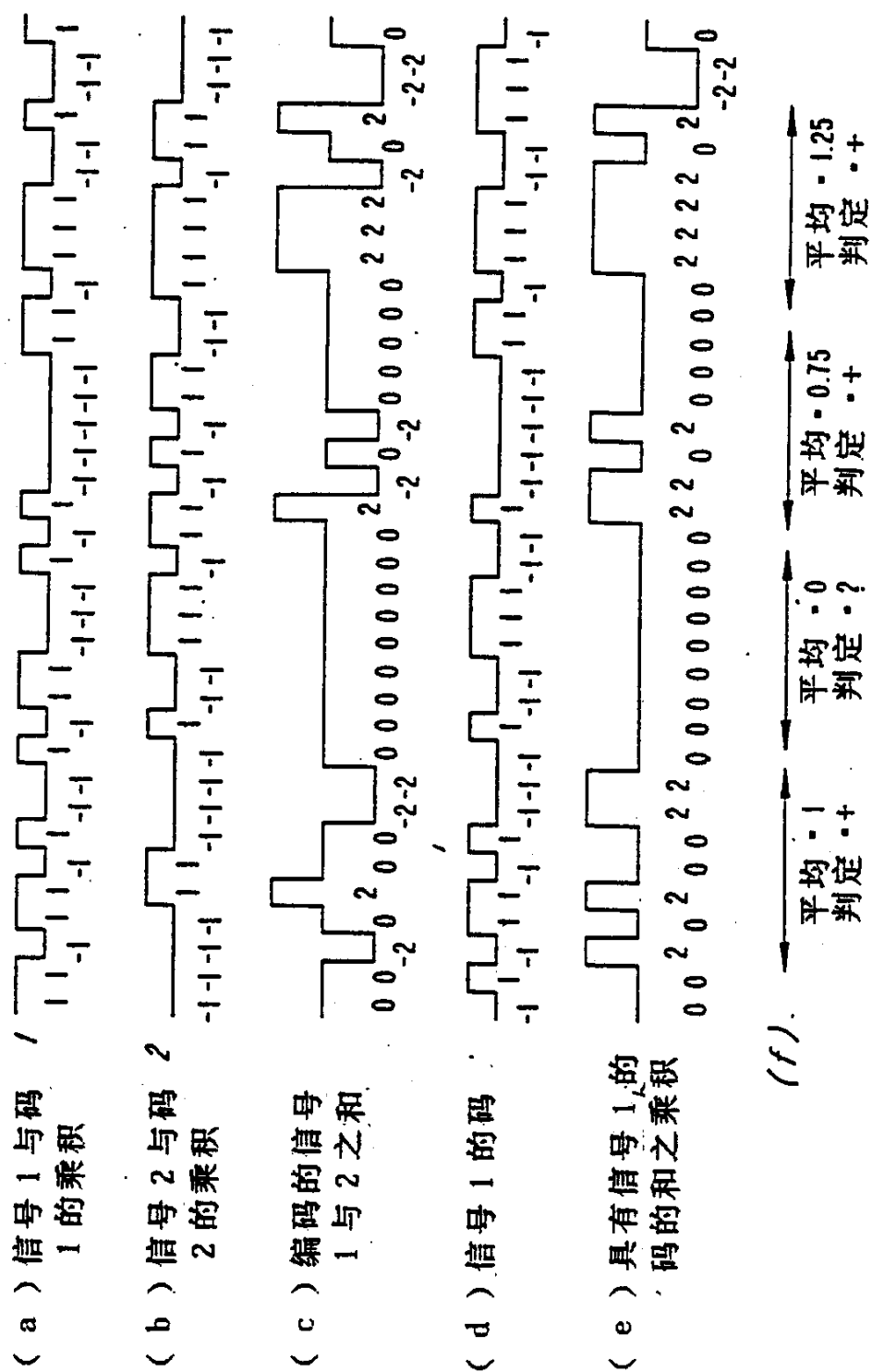
(b) 信号1的码 1:

(c) 信号 1 与码:
1 的乘积

(d) 信号 2 的数据流

(e) 信号 2 的码 2: 

(f) 信号 2 与码 2 的乘积



Number of non-zero elements	Number of products
0	2
2	4
4	6
6	8
8	10
10	18
12	14
14	10
16	6
18	4
20	2

A vertical ruler with markings from 0 to 10 centimeters. The markings are in centimeters, with millimeter increments indicated between the centimeter numbers. The ruler is oriented vertically, with the 0 mark at the top and the 10 mark at the bottom.

00 2 0 00 -2 -2 00000000 22 0 200000 2222 0 2220

平均 判定	-0.75 --	平均 判定	0.25 +	平均 判定	0.5 ++	平均 判定	1.75 ++
----------	-------------	----------	-----------	----------	-----------	----------	------------

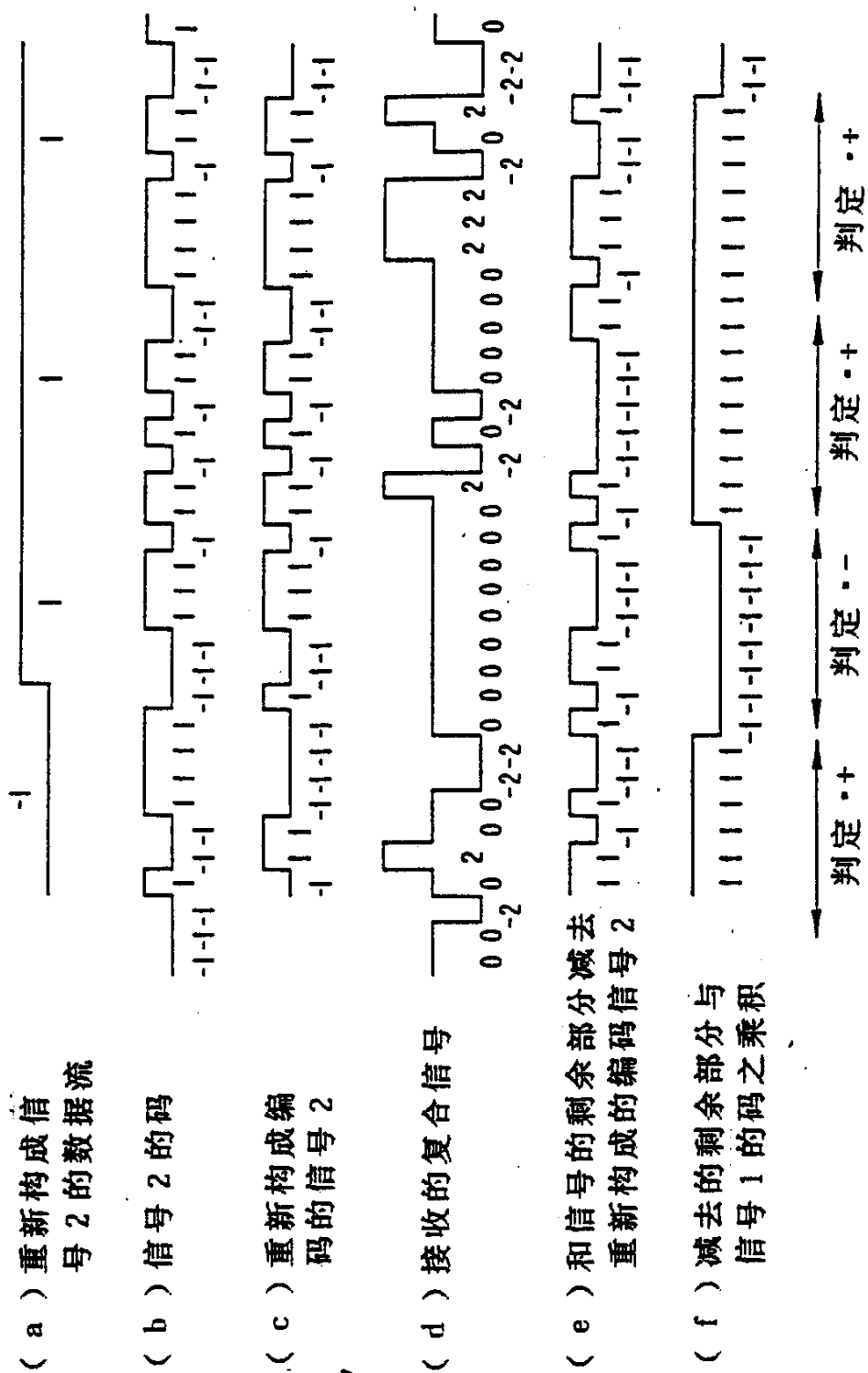


图 12

