

[19] 中华人民共和国国家知识产权局

[51] Int. Cl.

H04B 1/10 (2006.01)

H04B 1/707 (2006.01)

H04J 13/00 (2006.01)



[12] 发明专利说明书

专利号 ZL 200510001635.4

[45] 授权公告日 2008年3月12日

[11] 授权公告号 CN 100375396C

[22] 申请日 2005.2.3

[21] 申请号 200510001635.4

[30] 优先权

[32] 2004.2.3 [33] JP [31] 2004-027279

[32] 2004.4.30 [33] JP [31] 2004-136663

[73] 专利权人 株式会社 NTT 都科摩

地址 日本东京

[72] 发明人 前田浩次 福元晓 吉野仁

[56] 参考文献

JP11-251959A 1999.9.17

CN1135802C 2004.1.21

WO2004/010572A1 2004.1.29

JP10-178373A 1998.6.30

Groupwise serial multiuser detector for multi-rate DS-CDMA. Carl SWijting, TeroOjanpera, MarkkuJ. Juntti, KimmoKansanen, Ramjee Prasad. Vehicular Technology Conference, 1999 IEEE 49th, Vol. 1 No. 49. 1999

审查员 冯玉学

[74] 专利代理机构 北京三友知识产权代理有限公司

代理人 权鲜枝

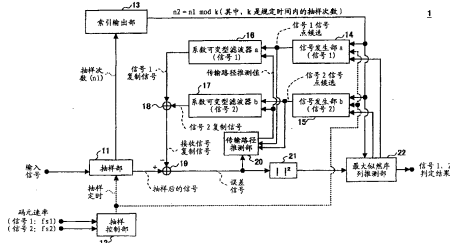
权利要求书 3 页 说明书 17 页 附图 20 页

[54] 发明名称

信号分离装置

[57] 摘要

本发明课题是提供一种可使宽带信号和窄带信号共存于同一频带内的信号分离装置。上述课题是使用信号分离装置来实现的，该信号分离装置生成接收信号的复制信号来分离所接收的多个信号，其特征在于，对抽样单元中的抽样次数进行计测，将该计测的抽样次数除以每规定时间的抽样次数时的剩余作为接收信号的索引信号来输出，根据该输出的索引将抽样后的信号进行分类，并且对该各分类分别生成信号点候选来分离信号。



1、一种信号分离装置，用于根据接收信号的复制信号将包含在所述接收信号中的多个信号互相分离，所述信号分离装置包括：

抽样单元，将其构造为在规定抽样定时对所述接收信号进行抽样；

索引输出单元，将其构造为监测所述抽样单元的抽样计数值，并将把所述抽样计数值除以每个规定时间段的抽样次数而得到的余数作为索引信号输出，以对所述抽样信号进行分组；

信号发生器，将其连接至所述索引输出单元并将其构造为产生信号点候选；

系数可变型滤波器，将其构造为根据信道推测值和所述信号点候选来生成所述接收信号的复制信号并输出，所述信道推测值和信号点候选中的至少一个是根据所述索引信号而生成的；

减法器，将其构造为从所抽样的信号中减去所述复制信号，并输出相减结果作为剩余信号；以及

最大似然序列推测器，将其构造为考虑到信号的状态变化，根据所述剩余信号推测所述多个信号中的每一个信号的序列，并在由所述索引信号所确定的信号输出定时输出所推测的所述多个信号中的每一个信号的序列。

2、根据权利要求1所述的信号分离装置，还包括：

信道推测器，将其构造为对所述接收信号中的多个信号中的每一个的电平变动量和相位旋转量进行推测，以产生所述信道推测值；

其中，

对所述多个信号中的每一个设置所述信号发生器，并且所述信号发生器输出信号空间中的与所述索引信号的值对应的、相关的多个信号之一的所述信号点候选。

3、根据权利要求1所述的信号分离装置，还包括：

信道推测器，将其构造为根据所述索引信号的值对所述接收信号中的多个信号中的每一个的电平变动量和相位旋转量进行推测，以产生所

述信道推测值；

其中，

对所述多个信号中的每一个设置所述信号发生器，并且将所述信号发生器构造为输出信号空间中的相关的多个信号之一的信号点候选。

4、根据权利要求1所述的信号分离装置，还包括：

信号选择器，将其构造为选择所述多个信号中的一个；

存储器，将其构造为将所选择的信号的信道推测值存储规定时间；

第二系数可变型滤波器，将其构造为参照所存储的信道推测值设置过滤系数，并利用所述信号发生器所提供的所选择的信号的信号点来输出所选择的信号的复制信号；

延迟单元，将其构造为将所接收信号延迟所述规定时间；以及

第二减法器，将其构造为从所述延迟信号中减去所选择的信号的复制信号；其中，

对所述多个信号中的每一个设置所述信号发生器，以接收所选择的信号，并将所述信号发生器构造为输出与所述最大似然序列推测器所提供的所选择的信号的推测结果对应的信号点。

5、根据权利要求4所述的信号分离装置，其中所述信号选择器从所述多个信号中选择具有高接收质量的信号。

6、根据权利要求4所述的信号分离装置，其中所述信号选择器从所述多个信号中选择具有低码元速率的信号。

7、根据权利要求1所述的信号分离装置，其中：

将所述信号发生器构造为对于所述接收信号的每个码元序列候选创建未受噪声或衰落影响的信号波形，并在所述规定抽样定时对所述信号波形进行抽样，以输出信号空间中的对于所述多个信号中的每一个的信号点候选。

8、根据权利要求1所述的信号分离装置，还包括：

乘法器，将其构造为使所述剩余信号乘以其自身，并将乘法结果提供给所述最大似然序列推测器。

9、根据权利要求8所述的信号分离装置，还包括：

加权系数控制器，将其构造为根据所述索引信号的各个值设置加权系数，并在将所述乘法结果输入到所述最大似然序列推测器之前，将所述加权系数应用于所述乘法结果。

10、根据权利要求 1 所述的信号分离装置，还包括：

抽样定时控制器，将其构造为确定所述规定抽样定时，以使得所述抽样单元根据所述多个信号的码元速率对所述接收信号进行抽样，并按照时间序列输出所述抽样信号。

11、根据权利要求 1 所述的信号分离装置，还包括：

抽样定时控制器，将其构造为确定所述规定抽样定时，以使得所述抽样单元根据所述多个信号的码元速率的公倍数对所述接收信号进行抽样。

12、根据权利要求 1 所述的信号分离装置，其中所述系数可变型滤波器具有用于与时间扩展延迟波一起到达的相关信号的多个输入抽头，并输出包括所述延迟波的相关信号的复制信号。

13、根据权利要求 1 所述的信号分离装置，其中：

将所述信号发生器构造为考虑到沿时间轴的前后至少一个码元，对于所述多个信号中的每一个输出当前信号点候选。

14、根据权利要求 13 所述的信号分离装置，其中将所述最大似然序列推测器构造为，当根据所述信号状态变化推测所述序列时，将时间前后的至少一个码元考虑为信号状态。

信号分离装置

技术领域

本发明涉及在移动无线和固定无线的接收机中使用的信号分离装置。

背景技术

[专利文献 1] 特开平 11-251959 号公报

在无线通信系统中，为了有效使用有限的频率资源，期望的是使尽可能多的信号使用同一频率。例如，干扰消除器在这种背景下进行了研究开发，作为可增大系统容量的技术受到注目。

图 18 是示出以往的干扰消除器的一例的构成图。该图所示的干扰消除器配备在无线通信系统的接收机内，被称为复制信号生成型干扰消除器，它生成接收信号的复制信号来将希望信号和其他信号(干扰信号)进行分离和取出。

以下，参照图 18 对复制信号生成型干扰消除器的动作进行说明。

该复制信号生成型干扰消除器 300 通过在传输路径推测部 318 中对希望信号和干扰信号的传输路径的电平变动量、相位旋转量进行推测，并在系数可变型滤波器 a 314 和系数可变型滤波器 b 315 将上述推测的电平变动量和相位旋转量与希望信号和干扰信号的可取得的所有码元序列候选相乘，针对所有码元序列候选生成希望信号复制信号和干扰信号复制信号，在加法器 316 中求出它们的和并生成接收信号复制信号。然后，通过在最大似然序列推测部 3 对给出与实际接收信号最接近的接收信号的复制信号的希望信号和干扰信号的码元序列候选进行判定，并把希望信号的码元序列候选作为接收信号的判定结果来输出，来有效地消除干扰。

通过这样从接收信号中合适地消除干扰信号，可在同一时刻以同一

频率使用不同的多个信号，可提高频率利用效率。

并且，提出了一种在包含多种传送速率的多速率传送系统中的干扰消除器。根据该技术，描述了以下要点：在将传送速率高的高速信道和传送速率低的低速信道混合进行无线通信的 DS-CDMA 方式中，设置采用通过阵列天线接收的构成，并生成由高速信道引起的干扰复制信号的阵列天线干扰复制信号生成单元，通过消除由高速信道引起的对接收信号的干扰，消除由高速信道引起的干扰，实现低速信道的传送质量的提高（例如，参照专利文献 1）。

然而，上述以往的复制信号生成型干扰消除器通过生成希望信号和干扰信号的复制信号，可有效消除干扰，然而由于设想了希望信号和干扰信号的信号带宽相等的情况，因而在将要求宽带的希望信号和以要求窄带的信号作为对象的干扰信号被合成接收的情况下，不能获得充分的干扰抑制效果。因此，为了获得复制信号生成型干扰消除器的频率利用效率改善效果，发生的问题是，不能在同一频率上将窄带信号重叠到宽带信号上进行利用。

发明内容

本发明是鉴于上述问题而提出的，本发明的课题是提供可对信号带宽不同的干扰信号消除干扰，可使宽带信号和窄带信号共存于同一频带内的信号分离装置。

为了解决上述课题，本发明是一种信号分离装置，用于根据接收信号的复制信号将包含在所述接收信号中的多个信号互相分离，所述信号分离装置包括：

抽样单元，将其构造为在规定抽样定时对所述接收信号进行抽样；

索引输出单元，将其构造为监测所述抽样单元的抽样计数值，并将把所述抽样计数值除以每个规定时间段的抽样次数而得到的余数作为索引信号输出，以对所述抽样信号进行分组；

信号发生器，将其连接至所述索引输出单元并将其构造为产生信号点候选；

系数可变型滤波器，将其构造为根据信道推测值和所述信号点候选来生成所述接收信号的复制信号并输出，所述信道推测值和信号点候选中的至少一个是根据所述索引信号而生成的；

减法器，将其构造为从所抽样的信号中减去所述复制信号，并输出相减结果作为剩余信号；以及

最大似然序列推测器，将其构造为考虑到信号的状态变化，根据所述剩余信号推测所述多个信号中的每一个信号的序列，并在由所述索引信号所确定的信号输出定时输出所述推测结果。

根据本发明，通过根据码元间干扰的条件，将抽样后的信号进行分类，并且对该各分类分别进行信号分离动作，在同一频率上存在不同码元速率的信号的情况下，可将各自的信号进行分离和取出。

附图说明

图 1 是示出根据第 1 实施方式的信号分离装置 1 的构成的方框图。

图 2 是示出图 1 所示的抽样部的构成的方框图。

图 3 是示出在抽样部进行了不等间隔抽样的情况的眼图以及抽样定时和索引的对应例的图。

图 4 是示出抽样部中的抽样频率决定步骤的流程图。

图 5 是示出在抽样部进行了等间隔抽样的情况的眼图以及抽样定时和索引的对应例的图。

图 6 是示出信号发生部的构成的方框图。

图 7 是示出在图 6(a)所示的信号发生部的构成中所输出的信号点的例子图。

图 8 是示出在图 6(b)所示的信号发生部的构成中所输出的信号点的例子图。

图 9 是示出系数可变型滤波器的构成的方框图。

图 10 是根据示出最大似然序列推测部的动作的状态变化图所生成的格子线图。

图 11 是示出累积误差(判定基准)和根据状态变化图所生成的格子

线图的关系的图。

图 12 是示出根据第 2 实施方式的信号分离装置 2 的构成的方框图。

图 13 是示出图 12 所示的信号发生部的构成的图。

图 14 是示出图 12 所示的传输路径推测部的构成的图。

图 15 是示出根据第 3 实施方式的信号分离装置 3 的构成的方框图。

图 16 是示出根据第 4 实施方式的信号分离装置 4 的构成的方框图。

图 17 是示出根据第 5 实施方式的信号分离装置 5 的构成的方框图。

图 18 是示出以往的复制信号生成型干扰消除器的构成的方框图。

图 19 是用于对基于有无码元间干扰的抽样定时进行说明的图。

图 20 是用于对受到码元间干扰的信号 1 的状态进行说明的图。

[符号说明]

1~5 … 信号分离装置； 11、311 … 抽样部； 12 … 抽样控制部；
13 … 索引输出部； 14、101、312 … 信号发生部 a； 15、102、313 … 信号发生部 b； 16、314 … 系数可变型滤波器 a； 17、315 … 系数可变型滤波器 b； 18、64、316 … 加法器； 19、206、317 … 减法器； 20、103、318 … 传输路径推测部； 21、319 … 平方器； 22、320 … 最大似然序列推测部； 31 … 抽样处理部 a； 32 … 抽样处理部 b； 33 … 开关控制部； 34 … 开关； 41、51、111 … 码元发生器； 42、52、112 … 调制器； 43 … 根滚降滤波器 (root roll off filter) a； 44 … 根滚降滤波器 b； 45、54 … 抽样器； 53 … 带限滤波器； $61_1 \sim 61_n$ … 1 码元延迟电路； $62_1 \sim 62_n$ … 可变移相器； $63_1 \sim 63_n$ … 可变放大器； 121 … 传输路径推测电路； 122 … 存储部； 201、211 … 信号选择部； 202 … 信号发生部 c； 203 … 系数可变型滤波器 c； 204 … 传输路径推测值存储部 (缓冲器)； 205 … 延迟电路； 207 … 信号判定部； 220 … 加权系数控制部； 221 … 乘法器。

具体实施方式

以下，参照附图对本发明的实施方式进行说明。

(第 1 实施方式)

首先，参照图 1 对根据第 1 实施方式的信号分离装置 1 的构成进行说明。图 1 是示出根据第 1 实施方式的信号分离装置 1 的构成的方框图。该信号分离装置 1 在存在有发送信号的码元速率不同的多个发送侧无线电台和多个接收侧无线电台，并使用同一频带进行通信的无线通信系统中使用，并配备在接收侧的固定无线电台或移动无线电台内。

在图 1 中，上述信号分离装置 1 由以下部分构成：抽样部 11、抽样控制部 12、索引输出部 13、信号发生部 a14、信号发生部 b15、系数可变型滤波器 a16、系数可变型滤波器 b17、加法器 18、减法器 19、传输路径推测部 20、平方器 21、以及最大似然序列推测部 22。

在本实施方式中，设输入信号为基带信号，并且是由滚降滤波器等进行频带限制后的信号。并且，为使说明简单，设想了接收信号是 2 波（信号 1、信号 2）的情况，以下进行说明。

在图 1 中，首先，输入到信号分离装置 1 的信号被输入到抽样部 11，按照从抽样控制部 12 输出的抽样定时进行抽样，并被转换成离散时间信号。此处，抽样控制部 12 把与接收信号的码元速率（信号 1 的码元速率 f_{s1} 、信号 2 的码元速率 f_{s2} ）对应的抽样定时作为定时信息输出到抽样部 11。

下面，使用图 2 对图 1 所示的抽样部 11 中的抽样方法进行说明。图 2 是示出图 1 所示的抽样部 11 的构成例的图。

在该图中，上述抽样部 11 由以下部分构成：抽样处理部 a31、抽样处理部 b32、开关控制部 33、以及开关 34。

输入到抽样部 11 的输入信号被并行输入到抽样处理部 a31 和抽样处理部 b32。这些输入信号在按照从抽样控制部 12 输出的与码元速率对应的抽样定时进行抽样之后，被输出到开关部 34。开关控制部 33，根据从抽样控制部 12 输出的与码元速率对应的抽样定时的信息切换开关，并进行控制使从开关 34 将抽样值按时间顺序进行排列和输出。

经过上述操作，输入信号以不等间隔被抽样并被输出到下一级。

图 3 是示出在抽样部 11 进行了不等间隔抽样的情况的眼图以及抽样定时和索引的对应例的图。该图上段示出信号 1 的眼图，下段示出信号 2

的眼图。在本例中，为了简单起见，假设可把各信号的眼图最打开的点，即，眼的中央的定时(眼开口定时)作为抽样定时进行理想抽样，并设码元速率比为(信号 1):(信号 2)=2:3。

另外，该图所示的抽样定时和索引的对应关系在后面描述。

如上所述，在本实施方式中的抽样控制部 12 中，对抽样部进行控制，使其根据多个接收信号各自的码元速率对接收信号进行抽样，并将其按时间序列进行排列和输出。这样，接收信号点在信号空间上分散，可按照容易使多个信号分离的定时进行抽样。

并且，在本实施方式中，除了上述的不等间隔抽样法以外，还有按照图 4 所示的处理步骤决定抽样频率来进行抽样的方法。以下，对该方法进行说明。

在图 4 所示的抽样方法中，求出多个信号的码元速率的最小公倍数，决定抽样频率，使得按照该求出的码元速率的公倍数的整数倍的速率进行抽样，并等间隔进行抽样，此处，该方法称为等间隔抽样方法。

接着，参照图 4 的流程图对等间隔抽样法的抽样频率的决定步骤进行说明。

在图 4 中，在步骤 S1，首先计算多个信号的码元速率(f_{s1} 、 f_{s2} 、 \dots)的最小公倍数 f_{LCM} (LCM: Least Common Multiple: 最小公倍数)。然后，在步骤 S2，将上述最小公倍数 f_{LCM} 和多个信号的码元速率进行比较判定(参照下式)。

$$f_{LCM} \neq f_{sk} \text{ for } \forall k?$$

式中， f_{sk} 中的 k 表示大于等于 1 的整数， \forall 表示多个信号的所有码元速率。

即，在上述比较判定(步骤 S2)中，将最小公倍数 f_{LCM} 和多个信号的码元速率(f_{s1} 、 f_{s2} 、 \dots)进行比较，在判定为最小公倍数 f_{LCM} 与多个信号中的最高码元速率一致的情况下(步骤 S2 为“否”)，使用本等间隔抽样法，在步骤 S4，把抽样频率设定成大于等于上述求出的最小公倍数 f_{LCM} 的 α 倍(α 表示大于等于 2 的整数)，并使用该抽样频率进行抽样。这样，由于可使用大于等于所有接收信号的码元速率的 2 倍的抽样频率进行抽样，因

而即使在不能确保同步的条件下，也能准确再现信号波形。

另一方面，在上述比较判定(步骤 S2)中，在判定为上述码元速率的最小公倍数 f_{LCM} 与多个信号的所有码元速率不一致的情况下(步骤 S2 为“是”)，把 f_{LCM} 设定为抽样频率(步骤 S3)。

并且，使用该等间隔抽样法，实际进行抽样的抽样器可以是一个，可获得能使装置构成简化的效果。

图 5 是示出采用上述等间隔抽样法进行了抽样的情况的眼图以及抽样定时和索引的对应例的图。该图上段示出信号 1 的眼图，下段示出信号 2 的眼图。并且，在本例中，与图 3 所示的抽样定时的例子一样，码元速率比为(信号 1(f_{s1})):(信号 2(f_{s2}))=2:3，这种情况的抽样频率为 $3f_{s1}$ (= $2f_{s2}$)。并且，与图 3 的例子一样，在本实施方式中，也赋予与等间隔的抽样定时对应的索引。

这样，上述的抽样控制部 12 输出涉及抽样定时的控制信号，以便在抽样部 11 中，根据多个接收信号的码元速率的公倍数的速率对接收信号进行抽样。这样，可简单地决定抽样速率，可采用简单构成进行接收信号的抽样。

回到图 1，抽样部 11 在对输入信号进行抽样时，把抽样次数(抽样次数(n1))输入到索引输出部 13，并把抽样后的信号输入到减法器 19。在抽样部 11 进行了抽样的信号，由于在接收到同一码元的情况下，根据抽样定时，也发生由带限滤波器的影响引起的码元间干扰而使信号点不同，因而同样处理比较困难。因此，索引输出部 13 进行如下动作：根据上述抽样次数进行分类，使得按照抽样定时使信号性质相等。

下面，使用图 3 对具体的索引赋予方法进行说明。在该例中，由于信号 1 和信号 2 的码元速率比是 2:3，因而信号 1 的 2 码元部分的时间和信号 2 的 3 码元部分的时间(将该时间设定为 T)相同。因此，在此情况下，作为信号 1 和信号 2 的合成信号的接收信号成为在时间 T 周期具有相同性质的信号。

例如，该图中的抽样定时 0 和 0' 的信号具有相距时间 T 的关系，可作为具有相同性质的信号来处理。同样，1 和 1'、2 和 2'、3 和 3' 以及 4

和 4' 也可作为具有相同性质的信号来处理。因此, 对各分类赋予索引, 并把该结果作为索引信号来输出。

通常, 如信号 1、信号 2 那样具有多个信号, 在其码元速率是(信号 1):(信号 2)⋯=m:n:⋯的情况下, 可以把信号 1 的 m 码元部分的时间(信号 2 的 n 码元部分的时间)内的总抽样次数 n1 除以接收信号的抽样次数(图 3 的例中为 5 次)k 后的余数(剩余)作为索引 n2。

即, 索引输出部 13 按照 $n_2 = n_1 \bmod k$ 进行运算。例如, 在本例情况下, 按以下计算剩余, 并将其赋予为索引:

$$0 \bmod 5 = 0$$

$$1 \bmod 5 = 1$$

$$2 \bmod 5 = 2$$

$$3 \bmod 5 = 3$$

$$4 \bmod 5 = 4。$$

上述求出的索引作为索引信号从索引输出部 13 被输出到信号发生部 a14、信号发生部 b15 以及最大似然序列推测部 22。

信号发生部 a14 和信号发生部 b15 对所有可取得的码元序列候选, 输出与所输入的索引信号对应的信号点。

下面, 使用图 6 对信号发生部 a14 和信号发生部 b15 的动作进行说明。另外, 由于信号发生部 a14 和信号发生部 b15 基本上构成相同, 因而此处以与信号 1 对应的信号发生部 a14 为例进行说明。

图 6 是示出信号发生部 a14 的构成的图。作为信号发生部 a14 的构成例, 如该图(a)和(b)所示, 考虑了两种方式。

在该图(a)和(b)中, 在码元发生器 41、51 发生可取得的所有码元序列候选, 并在调制器 42、52 对该可取得的所有码元序列候选进行调制。之后, 在根滚降滤波器和发送滤波器等的带限滤波器中施加频带限制, 按照由抽样控制部 12 指定的抽样定时, 将从上述滤波器输出的信号在抽样器 45、54 中进行抽样并输出。

此时, 如根滚降滤波器那样, 在收发时使用一对滤波器的情况下, 在多个信号的码元速率各自不同的情况下, 在接收侧采用与其中所含一

个与信号的码元速率对应的带限滤波器。在此情况下，如图 6(a)所示，将在发送侧使用的滤波器和在接收侧使用的滤波器纵列(根滚降滤波器 a43、根滚降滤波器 b44)连接，之后进行抽样。

接着，参照图 7 和图 8 对在图 6 所示的信号发生部 a14 中生成的信号点候选的例子进行说明。另外，在本例中示出使用 QPSK 调制作为调制方式的情况的一例。图 7 示出在图 6(a)的构成中，在发送滤波器和接收滤波器的限制频带各自不同的情况下所输出的信号点候选的例子，并例示出发送滤波器的限制带宽比接收滤波器的限制带宽窄的情况。

图 7(a)示出通过了根滚降滤波器 b44 之后的信号波形(眼图)，该图上段示出 I 信道(I-channel)输出波形，下段示出 Q 信道(Q-channel)输出波形。并且，在该例的情况下，抽样速率是码元速率的 3 倍，当按照图中虚线的定时进行抽样时，所输出的信号点候选如图 7(b)所示。此处，在 $t=-T/3$ 和 $t=T/3$ 时取得大致相同的信号点，然而由于各自点与不同的码元序列候选对应，因而有必要作为不同条件的信号来处理。

图 8 示出图 6(b)的构成中的信号点候选的例子。在此情况下，由于仅使用发送滤波器进行频带限制，因而在 $t=0$ 时，没有码元间干扰，仅显现 4 个信号点。即，每个隔抽样定时可获得信号点候选。

这样，信号发生部 a14 对接收信号的所有码元序列候选，输出未受到噪声和衰落影响的信号波形，通过将该信号波形按照在抽样控制部中指定的抽样定时进行抽样，输出在信号空间上的信号点候选。这样，对各种码元序列，可容易地抽出有码元间干扰的信号点。

如上所述在信号发生部 a14 中发生的信号点候选被输入到系数可变量滤波器 a16。同样，在信号发生部 b15 中发生的信号点候选被输入到系数可变量滤波器 b17。由于系数可变量滤波器 a16 和系数可变量滤波器 b17 基本构成相同，因而以下以系数可变量滤波器 a16 为例进行说明。

在系数可变量滤波器 a16 中，按照来自传输路径推测部 20 的指示设定滤波器系数，以便再现由多个信号的衰落等影响引起的电平变动、相位旋转。此时，系数可变量滤波器 a16 具有多个系数输入抽头，也生成延迟波的复制波。图 9 是示出系数可变量滤波器 a16 的构成的方框图。

在该图中，该系数可变型滤波器 a16 输入包含通过 1 码元延迟电路 $61_1 \sim 61_n$ 延迟了 1 码元的延迟波部分的信号点候选的信号点候选序列，对包含所输入的延迟波部分的信号点候选的信号点候选序列，使用多个可变移相器 $62_1 \sim 62_n$ 和可变放大器 $63_1 \sim 63_n$ 施加相位旋转和电平变动，通过将它们在加法器 64 中进行加法运算，生成复制信号。此时，多个可变移相器 $62_1 \sim 62_n$ 和可变放大器 $63_1 \sim 63_n$ 根据从传输路径推测部 20 输出的传输路径推测值来控制系数。

这样，当对多个信号分别生成复制信号时，通过使各自的复制信号相加，生成将多个信号混合后的接收信号的复制信号。

这样，系数可变型滤波器 a16 具有与按延迟波等的时间宽度而到来的信号对应的多个系数输入抽头，并输出包含延迟波的接收信号的复制信号。即，通过生成考虑了延迟波的信号复制信号，可生成更高精度的接收信号复制信号。

回到图 1，之后，上述生成的接收信号复制信号被输入到减法器 19。减法器 19 求出从所输入的抽样后的接收信号中减去上述生成的接收信号复制信号后的误差信号，并把该误差信号输入到平方器 21 和传输路径推测部 20。平方器 21 输出所输入的误差信号的平方(在复数的情况下为与复共轭的相乘结果)。

最大似然序列推测部 22 以从平方器 21 输出的误差信号的平方为基准，使用状态变化图同时推测多个信号的发送码元序列，并输出判定结果。图 10 示出此时的状态变化图的例子。

图 10 是根据示出最大似然序列推测部 22 的动作的状态变化图所生成的格子线图。在该图中，为使说明简单，示出没有延迟波、使用 BPSK 调制作作为调制方式的情况的例子。并且，本例例示出码元速率比为(信号 1):(信号 2)=1:3 的情况，在信号 1 发送 1 码元的期间，信号 2 发送 3 码元。另外，该图中的状态表示方式采用[(希望信号的状态)、(干扰信号的状态)]。

在信号 2 可如图 19(b)所示仅在没有码元间干扰的定时理想地进行抽样的情况下，由于信号 2 没有必要考虑在上述抽样定时前后的码元，

因而没有必要考虑码元间干扰的状态作为信号 2 的状态。

另一方面，由于信号 1 与信号 2 相比，1 码元的时间长，因而当对信号 2 那样的高码元速率信号进行抽样时，如图 19(a)所示，有必要考虑包含码元间干扰分量的信号点。此时，信号 1，如图 20 所示，处于从时间上在当前码元的前后的码元，即，不仅从过去的码元，而且从以当前的码元为基准时未来的码元受到了码元间干扰的状态。因此，期望的是，信号 1 的状态使用过去的码元、当前的码元、将来的码元定义成[(过去的码元序列)、(当前的码元)、(将来的码元序列)]等。另外，在图 20 中示出考虑了过去 2 码元、当前 1 码元、将来 2 码元的合计 5 码元部分的信号状态。

并且，在图 10 的例中，由于信号 1 的 1 码元部分的时间为信号 2 的 3 码元部分的时间，因而在信号 1 进行 1 次状态变化期间，信号 2 进行 3 次状态变化。此处，由于信号 1 考虑码元间干扰分量进行状态变化，因而只要对考虑了前后码元的状态变化进行考虑即可，例如从状态“001”只能变化到状态“010”和状态“011”。将它们归纳一下，当信号 1 不发生状态变化而仅信号 2 进行状态变化时，为 $[a_1 a_2 a_3 *] \rightarrow [a_1 a_2 a_3 **]$ (此处，“*”和“**”为 0 和 1 中的哪个都行)，当信号 1 进行状态变化时(假设信号 2 也同时进行状态变化)，为 $[a_1 a_2 a_3 *] \rightarrow [a_2 a_3 ***, **]$ (同样，“*”、“**”以及“***”为 0 和 1 中的哪个都行)。

这样，随后可取得的状态受前状态和时间限制，可获得基于图 10 所示的状态变化图的格子线图。此处，下面，将图 10 的表示可状态变化的箭头称为“路径”。

输入到平方器 21 的误差信号的平方作为状态变化基准，按各状态(码元候选)被保存在最大似然序列推测部 22 内。最大似然序列推测部 22 对各路径将该误差进行追溯相加。例如，如图 11 所示，当把在时间 k 时的状态 $[n, m]$ 下的误差设定为 $W_{n,m}(k)$ 时，在时间 $k+3$ 时的状态 $[111, 1]$ 下的累积误差按下式计算：

[式 1]

$$w_{1,1}(k) + w_{1,1}(k+1) + w_{1,1}(k+2) + w_{1,1}(k+3)$$

$$w_{1,1}(k) + w_{1,1}(k+1) + w_{1,0}(k+2) + w_{1,1}(k+3)$$

M

$$w_{5,0}(k) + w_{5,0}(k+1) + w_{1,1}(k+2) + w_{1,1}(k+3)$$

针对所有状态进行该计算，搜索给出最小累积误差的路径。然后，判定为发送了构成给出该最小误差的路径的码元，并输出多个信号的判定结果。

例如，在由图 11 的粗线描绘的路径给出最小累积误差的情况下，信号 1 的状态从[011]状态变化到[110]，信号 2 按[0]→[1]→[0]→[0]进行状态变化，在此时刻，可预想到，信号 1 发送[0110]，信号 2 发送[0100]。

另外，在判定时，根据由索引输出部 13 指定的索引，指定信号 1 和信号 2 的判定输出定时。该判定输出定时可以根据最大似然序列推测部 22 的缓冲器的大小等来决定。

并且，除了该判定动作以外，最大似然序列推测部 22 还对各抽样定时，把给出与接收信号最接近的复制信号的码元输入到信号发生部 a14 和信号发生部 b15。信号发生部 a14 和信号发生部 b15 把与该输入的码元对应的信号点输入到传输路径推测部 20，传输路径推测部 20 使用该信号点和从减法器 19 输出的误差信号，根据自适应算法，包含延迟波分量来逐次推测接收信号的传输路径，对系数可变型滤波器 a16 和系数可变型滤波器 b17 的滤波器系数进行控制。

通过重复以上全部动作，可将码元速率不同的多个信号进行分离和取出。

这样，根据本发明的信号分离装置 1，通过根据索引输出部 13 输出的索引将抽样后的信号进行分类，并且对该各分类分别生成信号点候选来分离信号，可使用索引信号将信号进行分类来进行干扰消除动作。

并且，可利用抽样定时防止由可取得的信号点的不同引起的复制信号生成精度的劣化，可将码元速率不同的信号在同一频率上使用，在同一频率共存有多系统的情况下，可改善频率利用效率。

(第 2 实施方式)

图 12 是示出根据第 2 实施方式的信号分离装置 2 的构成的方框图。

根据本实施方式的信号分离装置2与根据第1实施方式的信号分离装置1相比较,信号发生部和传输路径推测部的动作不同,其他功能相同。因此,对相同功能的部分省略说明,并且,下面,仅对与根据第1实施方式的信号分离装置1的差异,即信号发生部和传输路径推测部的动作进行详述。并且,对具有与第1实施方式相同功能的相同构成要素赋予相同符号。

由于本实施方式中的信号发生部a101和信号发生部b102的基本构成相同,因而此处以信号发生部a101为例进行说明。

图13是示出信号发生部a101的构成的方框图。在该图中,在该信号发生部a101中,把在码元发生器111中发生的各码元候选输入到调制器112进行调制,输出没有码元间干扰的信号点。即,进行与以往的干扰消除器相同的动作。与此相对,本实施方式中的传输路径推测部103把由抽样定时产生的码元间干扰包含在传输路径引起的电平变动、相位旋转内进行推测。在此情况下,假设由索引输出部13指定的各索引的电平变动、相位旋转量不同,当各自不独立进行传输路径推测时,传输路径推测部的自适应算法不能追随该急剧的信号点变动,产生的问题是,传输路径推测值的推测精度劣化。因此,如图14所示,在本实施方式中,在传输路径推测部103内准备预先存储传输路径推测值的存储部122,将由传输路径推测电路121推测的传输路径推测值与索引对应预先存储在上述存储部122内,对各索引独立推测传输路径推测值。具体地说,如下推测传输路径推测值。

传输路径推测部103当从索引输出部13接收到索引信号时,从存储部122中取出与该索引对应的传输路径推测值,将该推测值作为系数可变型滤波器a16和系数可变型滤波器b17的滤波器索引来输入,生成信号复制信号。

接着,作为该生成的信号复制信号和实际输入信号之差的误差信号、以及误差信号大小为最小的信号1和信号2的信号点被输入到传输路径推测电路121。传输路径推测电路121根据所输入的信号点和误差信号,使用自适应算法更新传输路径推测值,并与索引对应起来存储到存储部

122 内。在传输路径推测部 103 中，通过重复进行以上动作，与图 1 所示的第 1 实施方式一样，可将码元速率不同的信号进行分离和取出。

这样，根据本发明的信号分离装置 2，通过根据索引输出部 13 输出的索引将抽样后的信号进行分类，并且对该各分类分别对接收信号的电平变动和相位旋转量进行推测来分离信号，可捕捉由抽样定时的不同引起的码元间干扰分量作为由传输路径引起的延迟波的影响，可将码元速率不同的多个信号进行分离。

(第 3 实施方式)

图 15 是示出根据第 3 实施方式的信号分离装置 3 的构成的方框图。根据本实施方式的信号分离装置 3 与根据第 1 实施方式的信号分离装置 1 相比较，增加了以下部分：信号选择部 201，指定被选择信号；信号发生部 c202，根据判定后的信号输出信号点；传输路径推测值存储部(缓冲器)203，预先保存过去的传输路径推测值；系数可变型滤波器 c204，把保存在传输路径推测值存储部 203 内的信号的电平变动量和相位旋转量作为滤波器系数；延迟电路 205，使接收信号延迟并输出；减法器 206；以及信号判定部 207。

此处，对与第 1 实施方式相同功能的部分省略说明，并且对具有相同功能的相同构成要素赋予相同符号。并且，根据本实施方式的信号分离装置 3，例示出采用信号分离装置 1 的方式，然而即使应用于图 12 所示的信号分离装置 2，也能获得相同效果。

以下，参照图 15 对与第 1 实施方式的差异进行详述。

在该图中，在根据本实施方式的信号分离装置 3 中，首先，与图 1 所示的信号分离装置 1 一样，判定多个信号。信号选择部 201 对所分离和抽出的多个信号中的功率大的信号、或者 CNR、SNR、位错误率等的接收质量高的信号进行选择(此处，该选择的信号称为被选择信号。另外，在本例中使用信号 1 作为被选择信号)，并把被选择信号的判定结果通过最大似然序列推测部 22 输入到信号发生部 c202。

另外，例如可利用从各多个信号发送来的控制用信号的接收功率来进行信号选择时的功率比较。并且，例如可使用不同序列的 PN 码元作为

识别信号来测定功率。

传输路径推测值存储部 203 与上述被选择信号的选择同时存储被选择信号的传输路径推测值。信号发生部 c202 输出与上述被选择信号的判定结果对应的信号点，并输入到系数可变型滤波器 c204。此处，由于最大似然序列推测部 22 的信号序列判定动作使用状态变化图进行最大似然推测，因而信号的输出延迟数个码元。因此，系数可变型滤波器 c204 使用追溯最大似然序列推测部 22 中的延迟部分的时间的过去的传输路径推测值来决定滤波器系数，并进行电平变动、相位旋转以及延迟波与所输入的信号点的相加。这样，可使用最大似然序列推测部 22 中的判定结果，生成过去的信号的复制信号。然后，最后，使用延迟电路 205 使抽样后的接收信号延迟最大似然序列推测部 22 中的延迟那么多，在减法器 206 中从该延迟的接收信号中减去所生成的复制信号，从而获得从接收信号中消除被选择信号后的信号。

这样，根据本发明的信号分离装置 3，作为被选择信号，可获得最大似然序列推测部 22 中的判定错误率低的信号，可高精度地生成被选择信号的复制信号，可抑制减法结果的信号的判定错误。

即，即使在多个信号中的一个信号的判定结果错误多、其他信号错误少的情况下，通过把信号质量高(信号功率大)、错误少的信号作为被选择信号，获得减去该信号的复制信号后的信号，也能将判定错误多的信号的信号波形进行抽出和判定，可减少位错误。

(第 4 实施方式)

图 16 是示出根据第 4 实施方式的信号分离装置 4 的构成的方框图。根据本实施方式的信号分离装置 4 把根据图 15 所示的第 3 实施方式的信号分离装置 3 的构成中的信号选择部的选择基准置换成信号的码元速率，上述信号选择部以外的部分进行与上述的信号分离装置 3 相同的动作。因此，对该相同动作省略说明，并且对具有与第 3 实施方式中的信号分离装置 3 相同功能的相同构成要素赋予相同符号。以下，仅对作为与第 3 实施方式的差异的上述信号选择部的动作进行说明。

在该图中，根据本实施方式的信号选择部 211 当输入码元速率信息

时，选择码元速率低的信号作为被选择信号。即，由于因码元间干扰分量的影响，选择最大似然序列推测部 22 中的判定错误数少的概率高的低码元速率信号作为被选择信号，因而可减少多个信号整体的错误数。

这样，根据本发明的信号分离装置 4，与第 3 实施方式一样，在想要抽出多个信号的情况下，生成判定错误少的信号的复制信号，将其从接收信号中减去，使用该减法结果的信号来判定剩余信号，从而作为整体可抑制判定错误数。

(第 5 实施方式)

图 17 是示出根据第 5 实施方式的信号分离装置 5 的构成的方框图。根据本实施方式的信号分离装置 5 在第 1 实施方式所示的信号分离装置 1 的构成中增加加权系数控制部来构成。

此处，对进行与第 1 实施方式所示的信号分离装置 1 相同动作的构成要素省略说明，并且对具有与该信号分离装置 1 相同功能的相同构成要素赋予相同符号。以下，对与第 1 实施方式的差异进行说明。

另外，根据本实施方式的信号分离装置 5，示出与信号分离装置 1 基本构成相同的例子，然而可以在根据图 12 所示的第 2 实施方式的信号分离装置 2 的构成中增加根据本实施方式的加权系数控制部 220 来构成，即使在该情况下，也能获得相同效果。并且，也可在根据第 3 实施方式和第 4 实施方式的信号分离装置中增加上述加权系数控制部 220。

在图 17 中，当在信号空间上存在很多复制信号点，并且信号点之间相互接近时，最大似然序列推测部 22 容易发生信号判定错误。相反，在位于信号空间上的复制信号点少、并且信号点之间有足够的距离的情况下，可高精度地进行信号判定。

此处，在根据第 1 实施方式～第 4 实施方式的信号分离装置中，在信号点如图 8(b)所示的情况下，对于 $t=0$ 的信号点、以及 $t=T/3$ 或 $t=-T/3$ 的信号点，使用 $t=0$ 的信号点生成复制信号的情况，由于可使信号点之间的距离充分远，因而难以发生判定错误，可以说可靠性高。相反，在 $t=T/3$ 或 $t=-T/3$ 的情况下，信号点之间的距离比较短，可靠性降低。因此，本实施方式中的加权系数控制部在乘法器 221 将加权

系数与误差信号相乘之后输入到最大似然序列推测部 22, 以使在 $t=0$ 时的误差信号对最大似然序列推测部的影响增大, 并使在 $t=T/3$ 或 $t=-T/3$ 时的误差信号的影响减小。这样, 可提高最大似然序列推测部 22 中的信号判定精度。

传输路径推测部 20 把传输路径推测值输入到加权系数控制部 220, 在加权系数控制部 220 进行控制, 使得在根据所输入的传输路径推测值所计算的复制信号中的信号点的距离短的情况下, 减小加权系数, 在其距离长的情况下, 增大加权系数。作为加权系数的具体决定法, 例如, 针对复制信号点的信号点之间的距离的最小值, 预先决定所赋予的加权系数, 并且作为数据库, 将信号点间的距离的最小值和加权系数相对应来保存。加权系数控制部 220 以该数据库为基准来决定加权系数。这样, 可高精度地分离多个信号。

这样, 根据本发明的信号分离装置 5, 由于作为复制信号具有很多信号点候选, 并且各信号点候选之间接近, 因而在考虑到最大似然序列推测部 22 中的推测精度劣化的情况下, 减小给予误差信号的加权系数来抑制对信号判定的影响程度, 相反, 在考虑到复制信号的信号点候选少, 各信号点候选之间充分分离, 可高精度地进行信号判定的情况下, 增大给予误差信号的加权系数, 增强对信号判定的影响程度, 从而可高精度地推测接收信号序列。

并且, 在上述各实施方式中, 例示出信号分离装置配备在接收侧无线电台内的方式, 然而也可以是独立构成的方式。

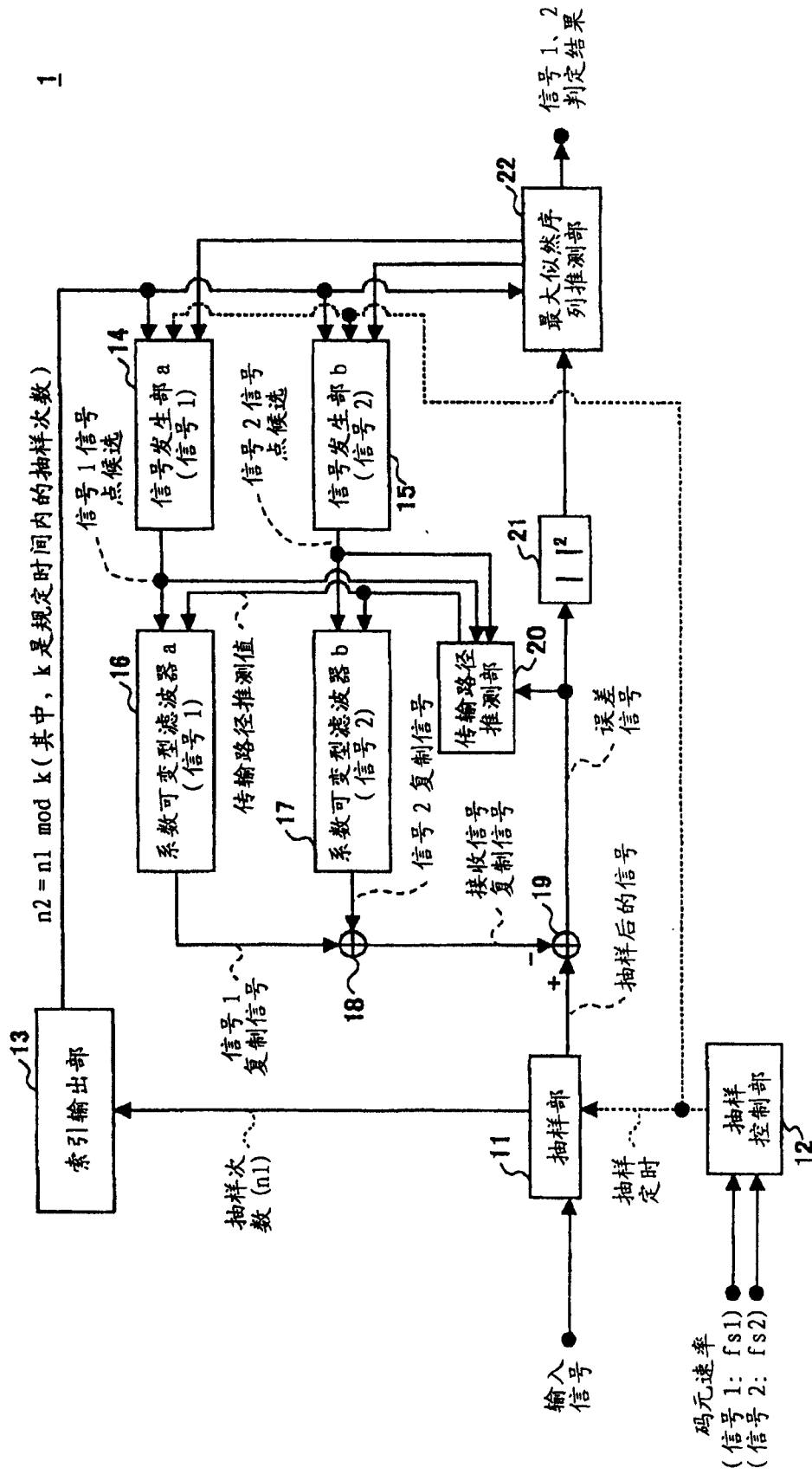


图1

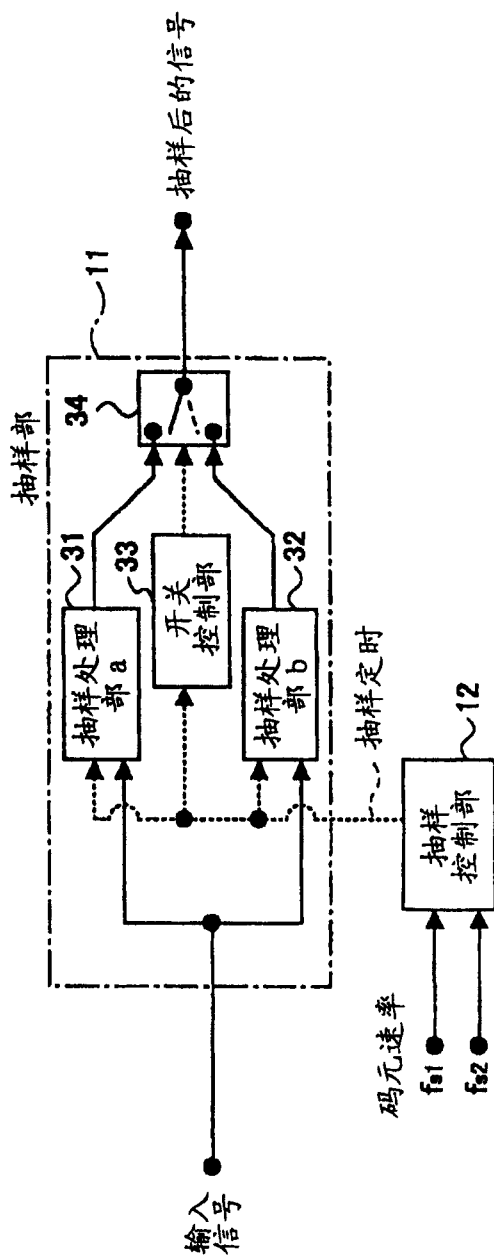


图 2

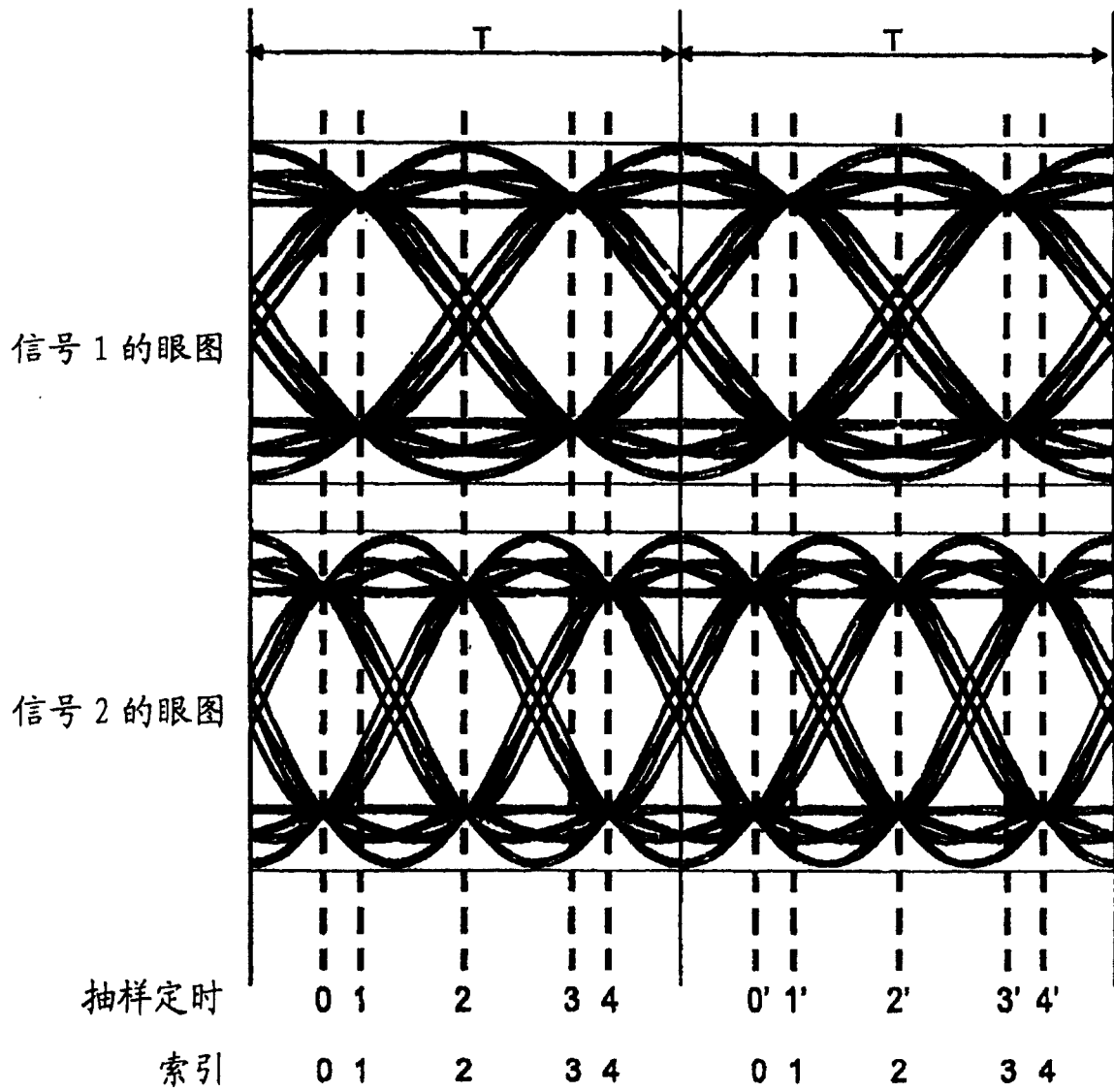


图 3

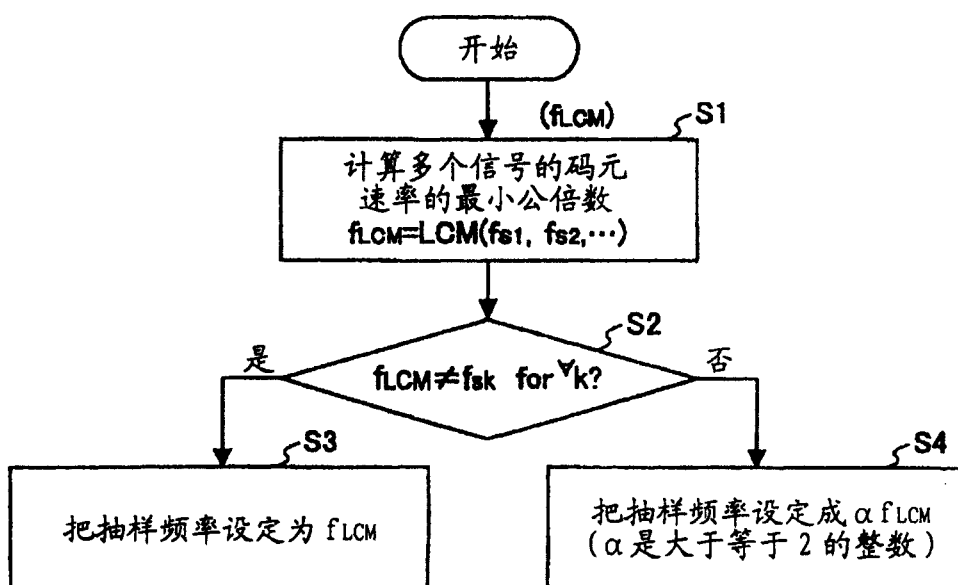


图 4

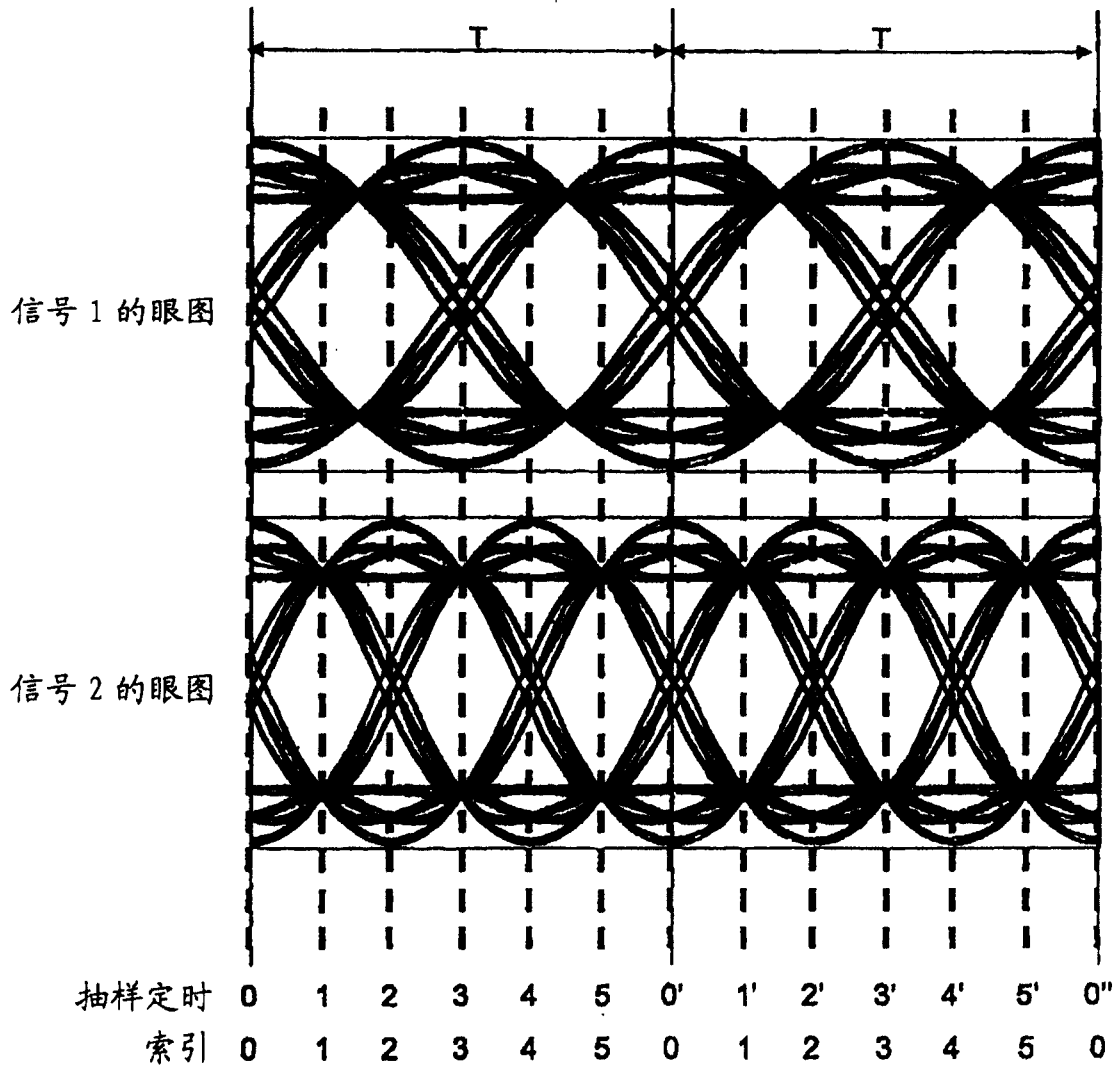


图 5

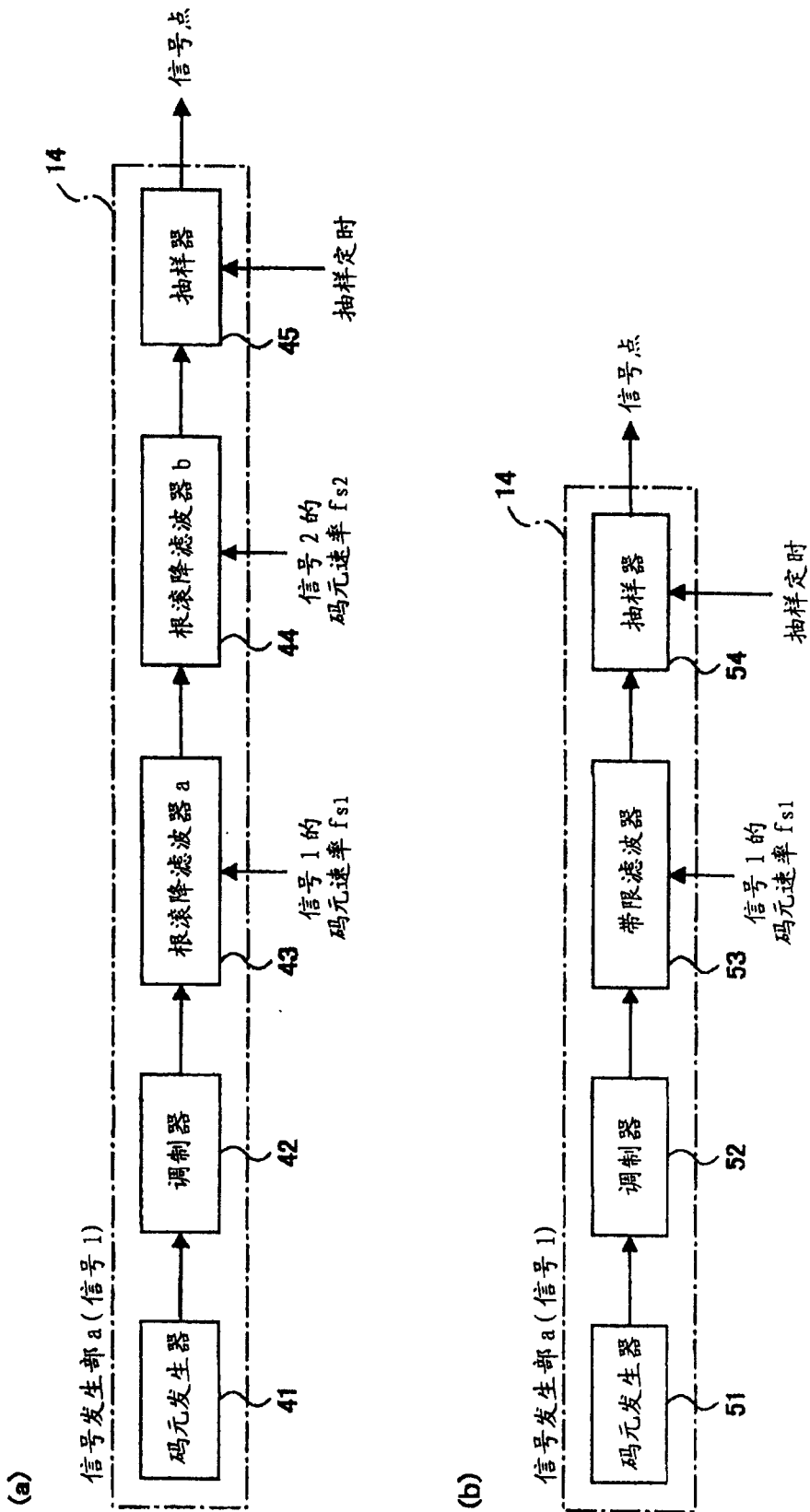


图 6

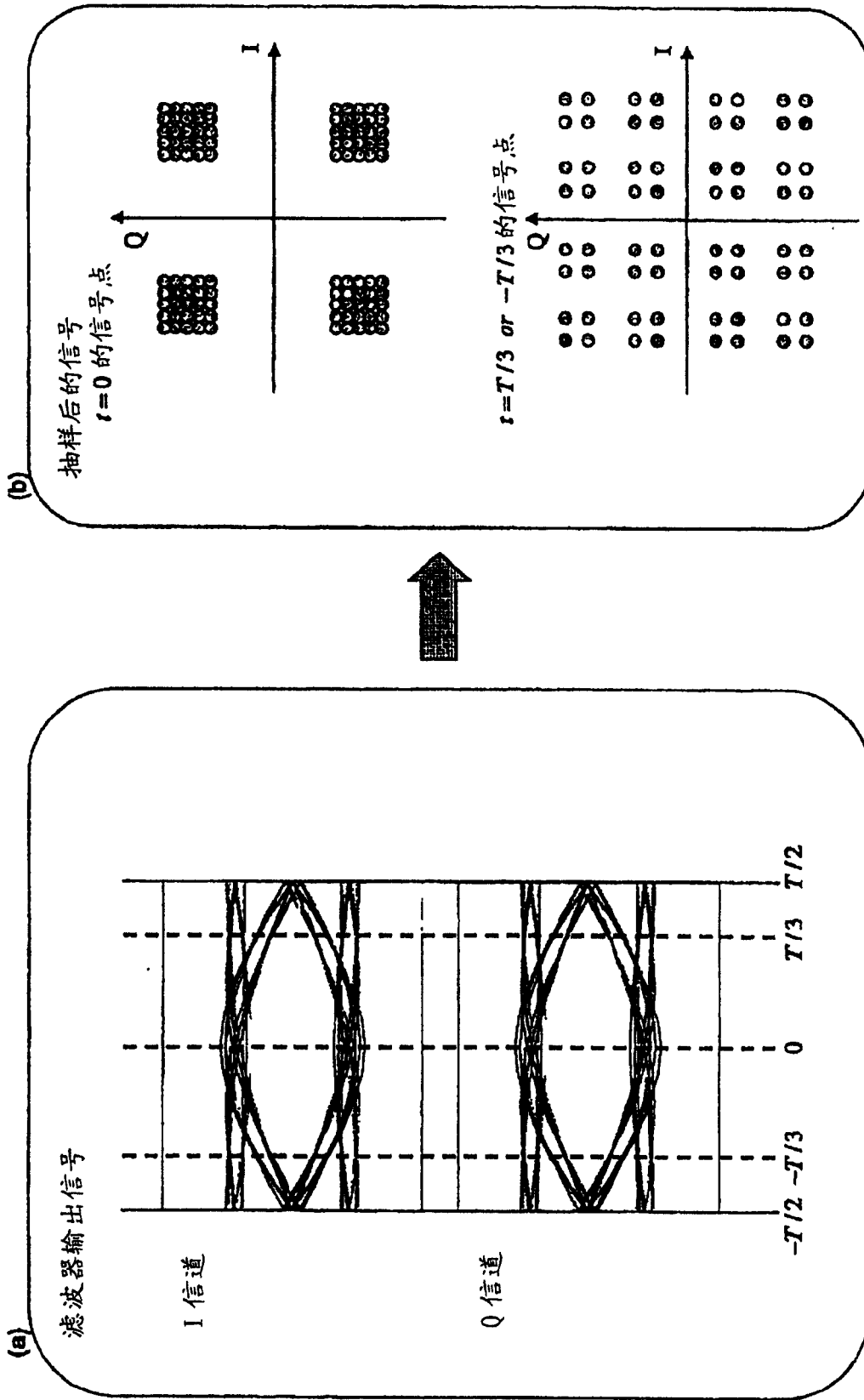


图 7

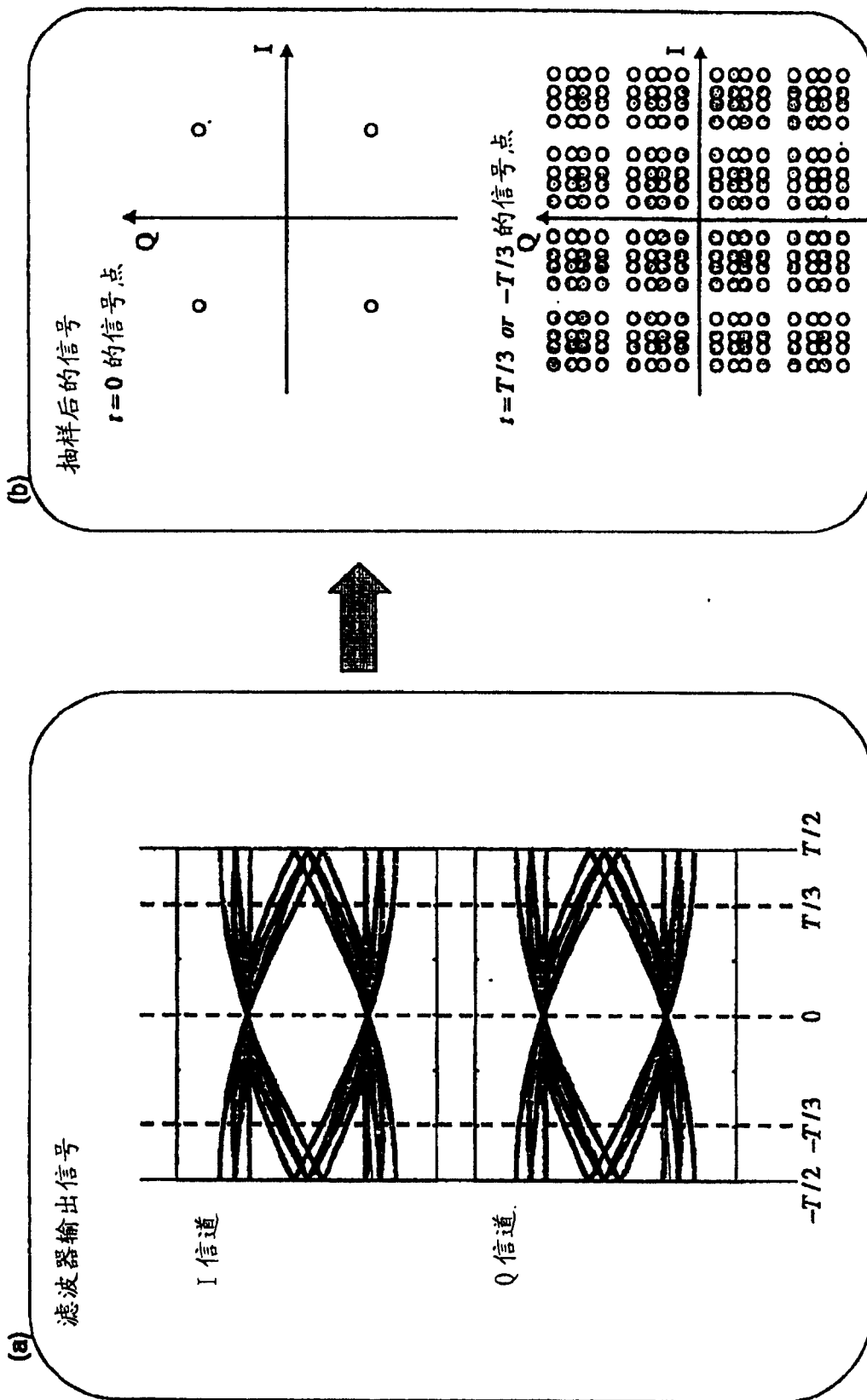


图 8

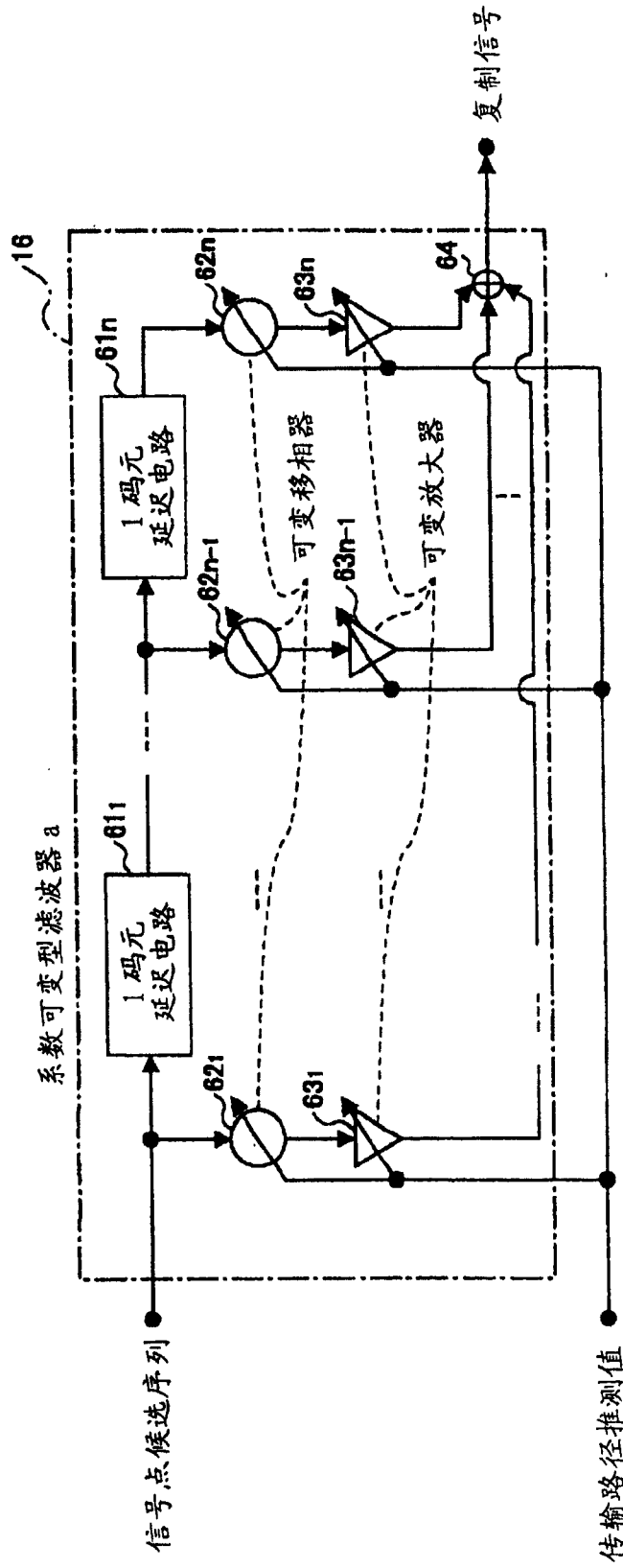


图 9

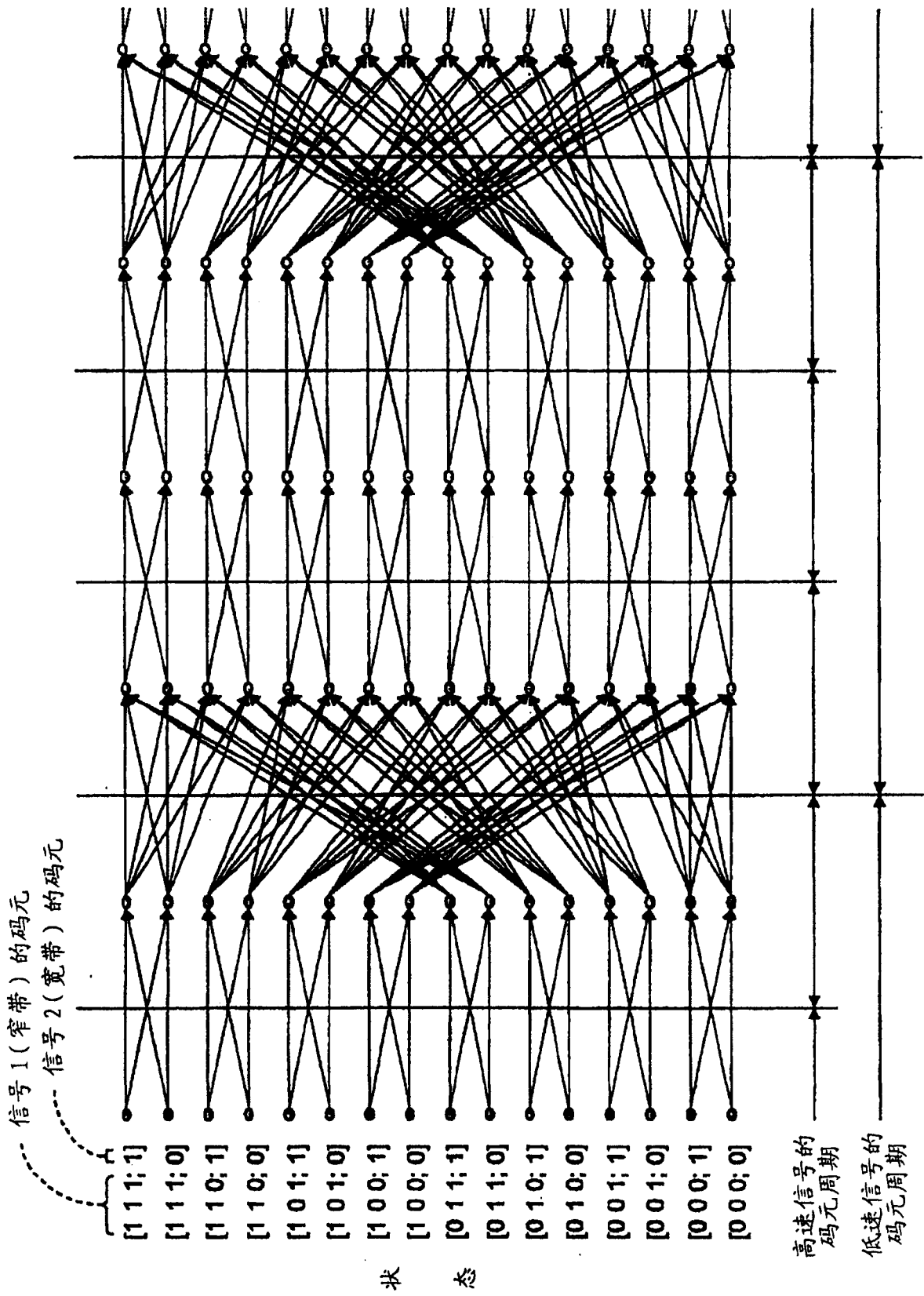


图 10

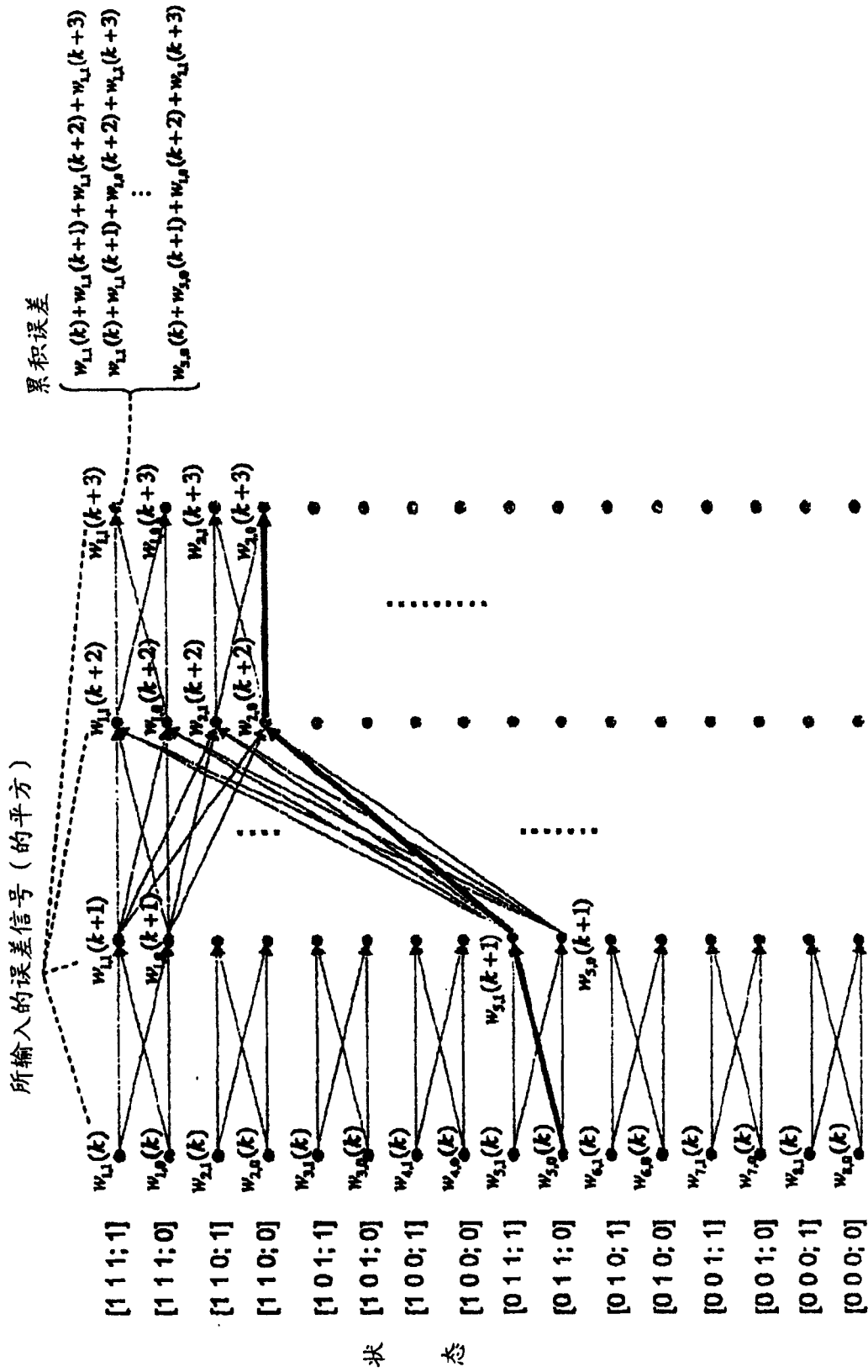


图 11

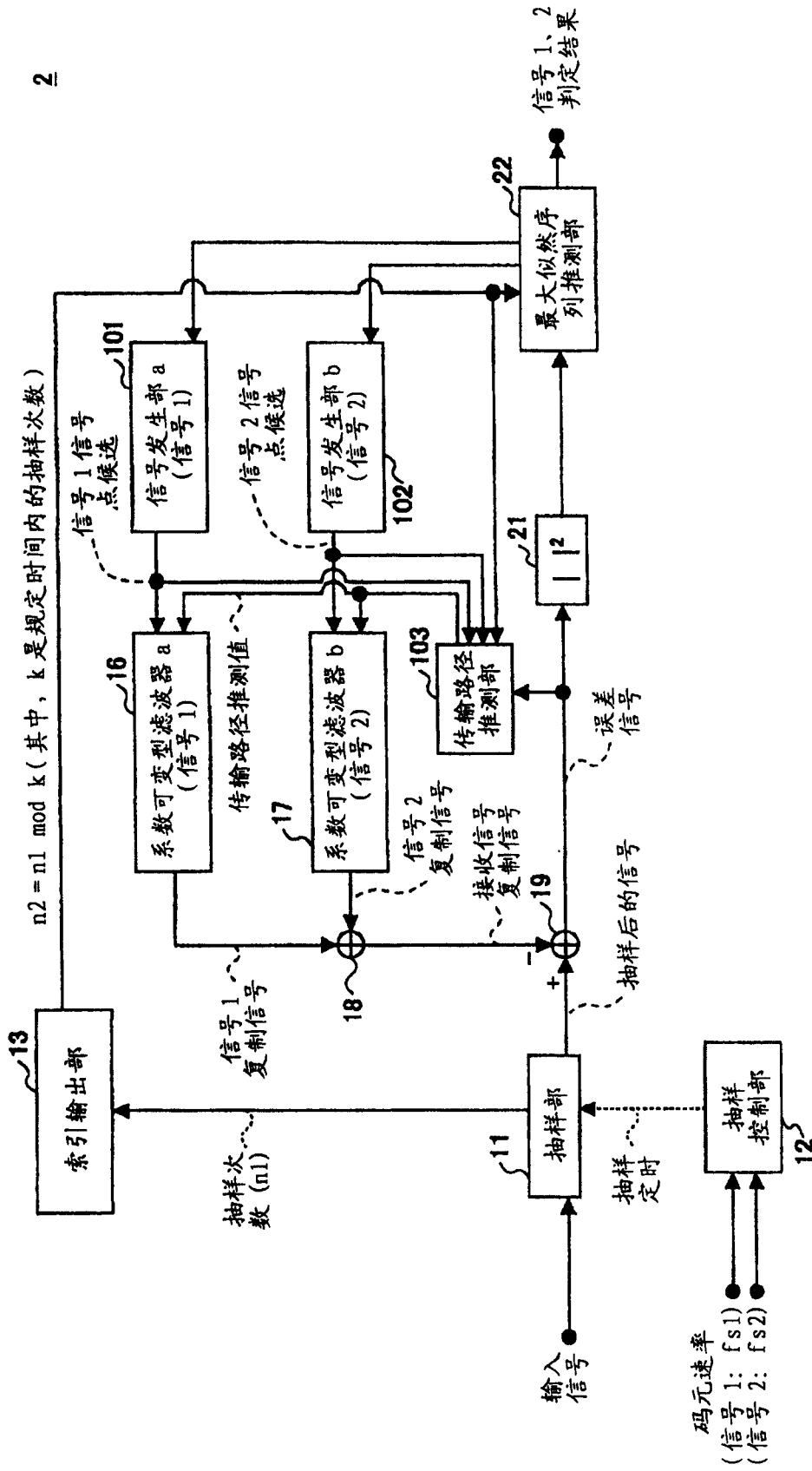


图 12

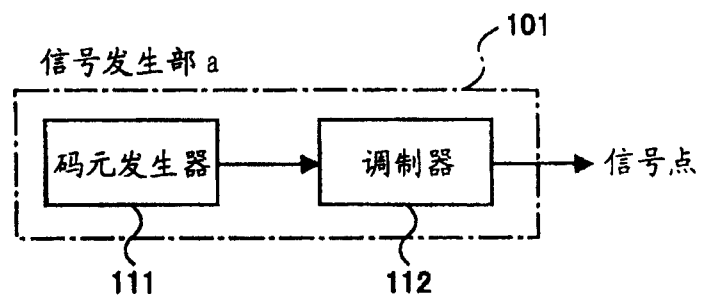


图 13

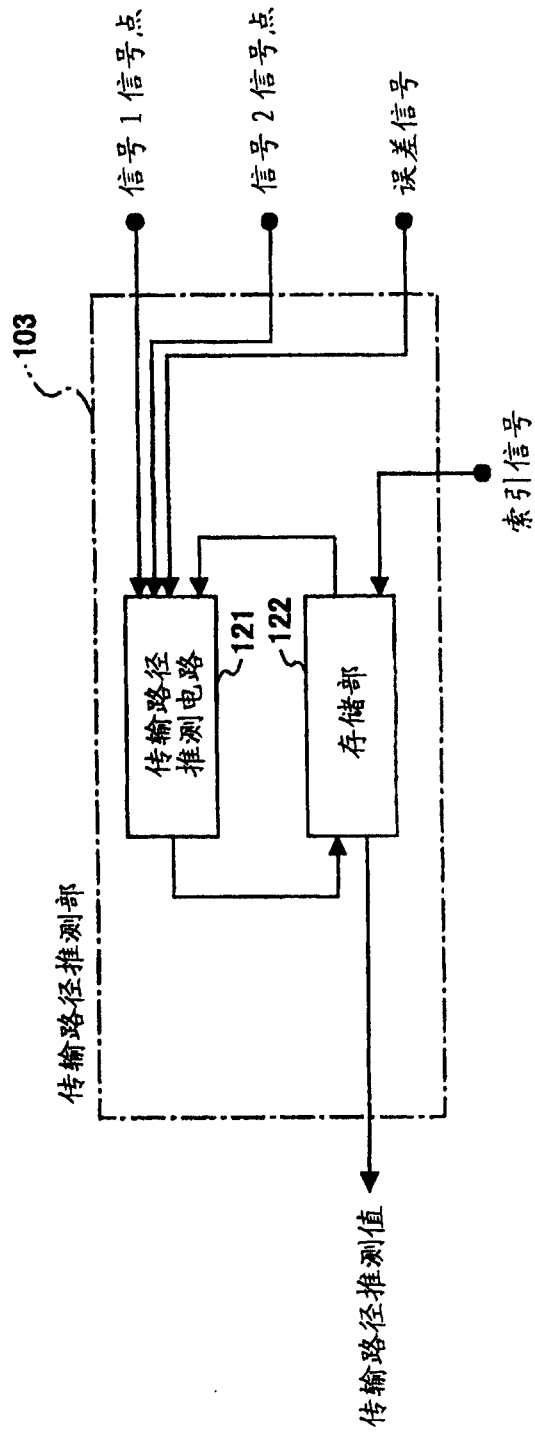


图 14

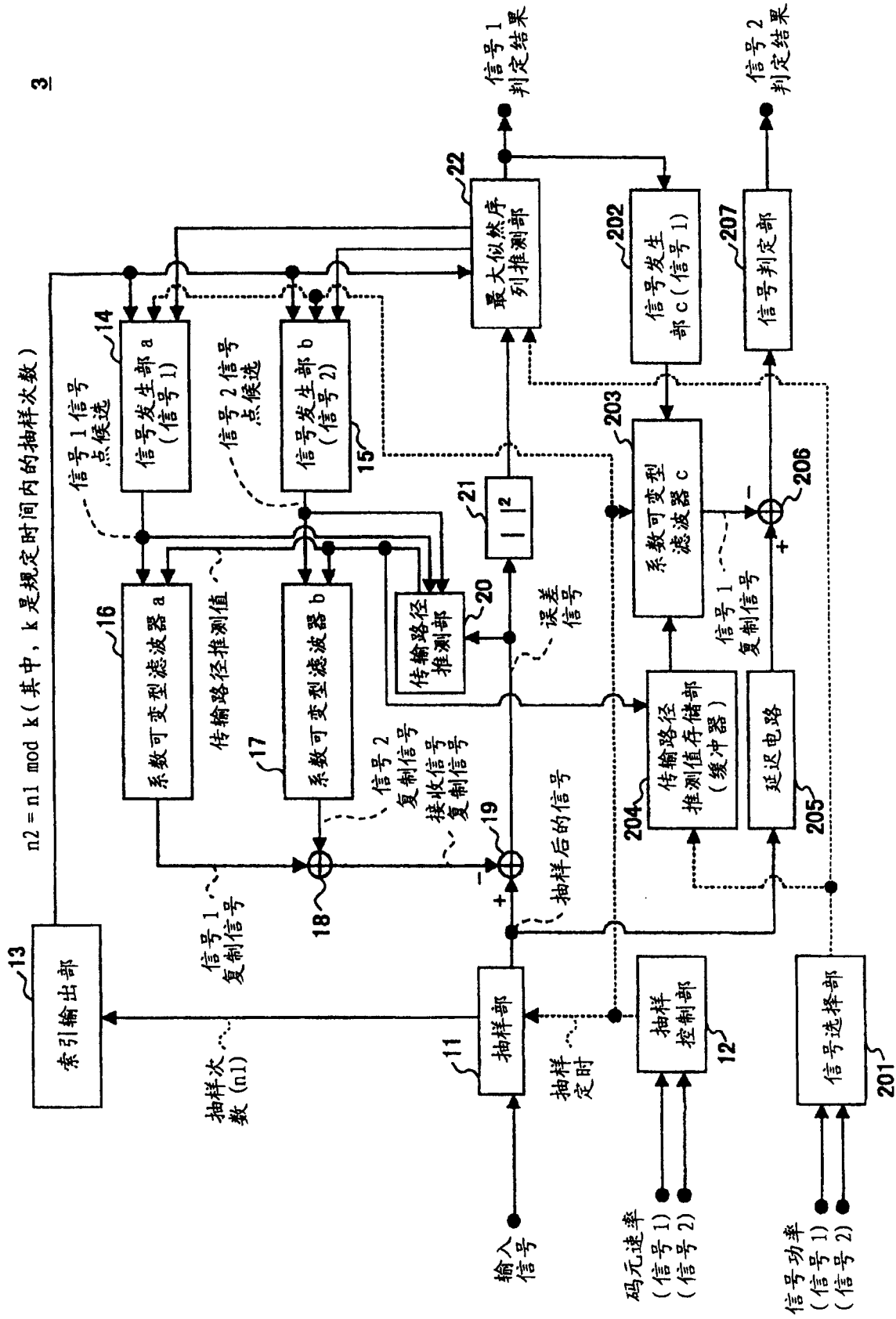


图 15

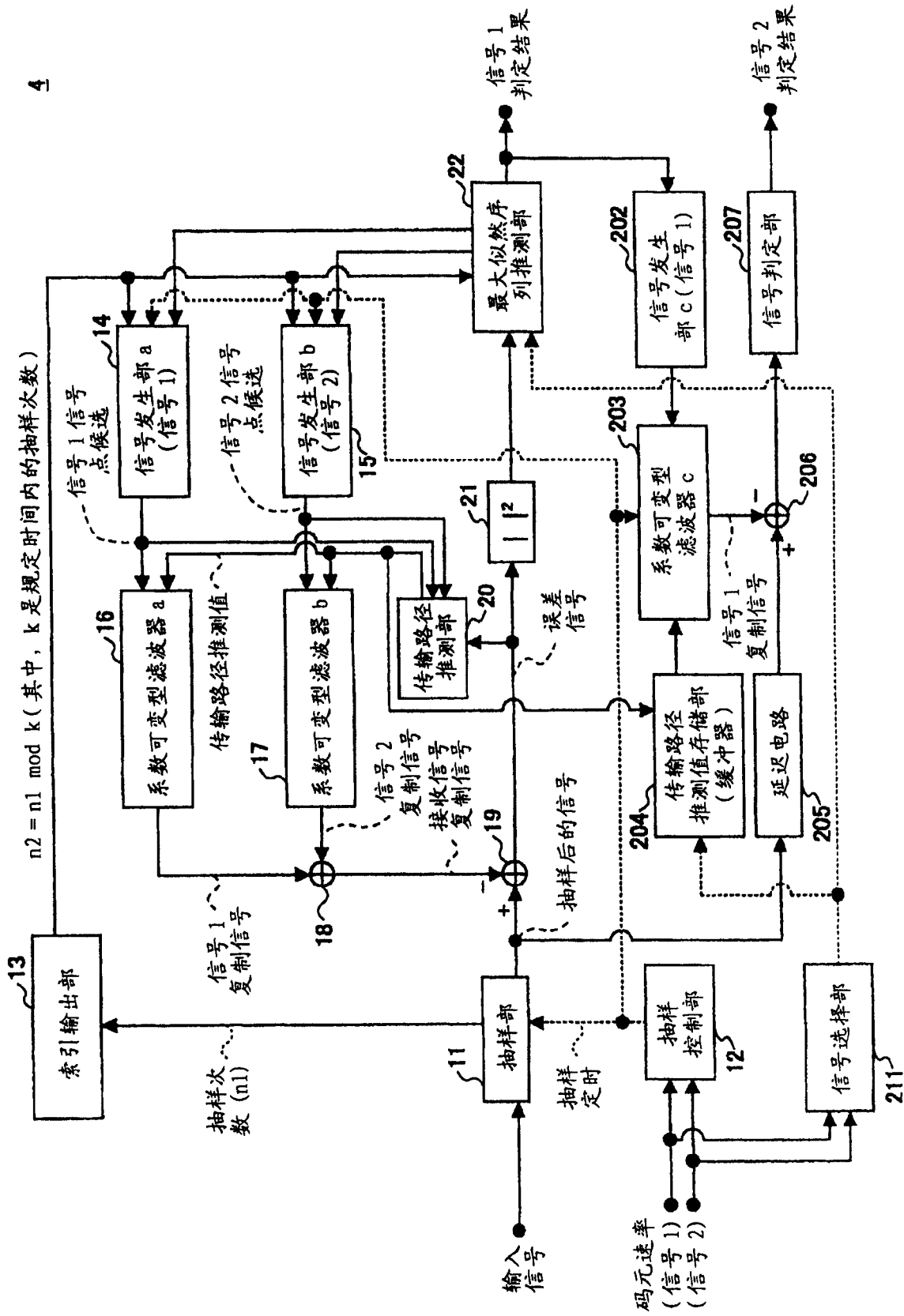


图 16

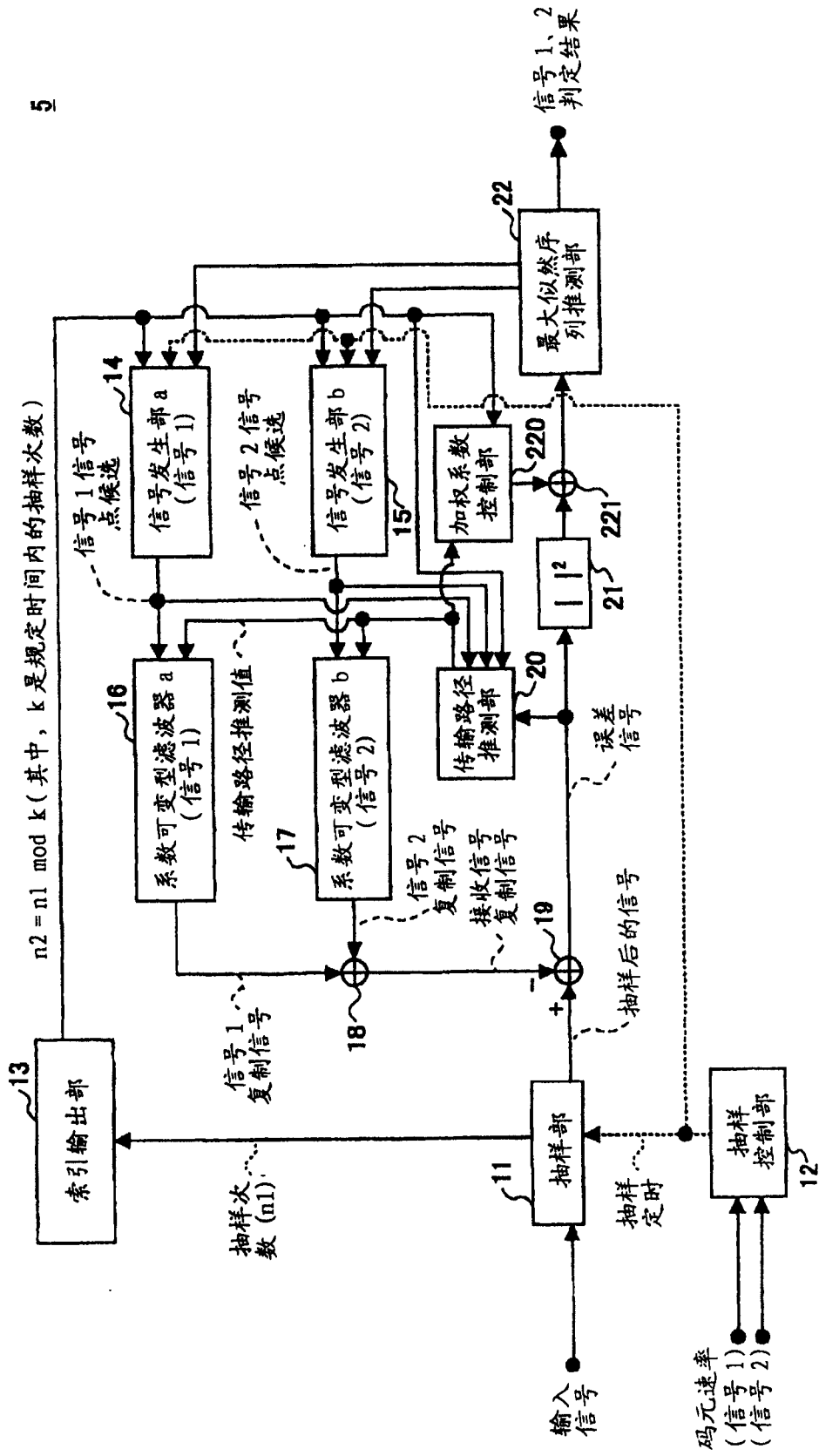


图 17

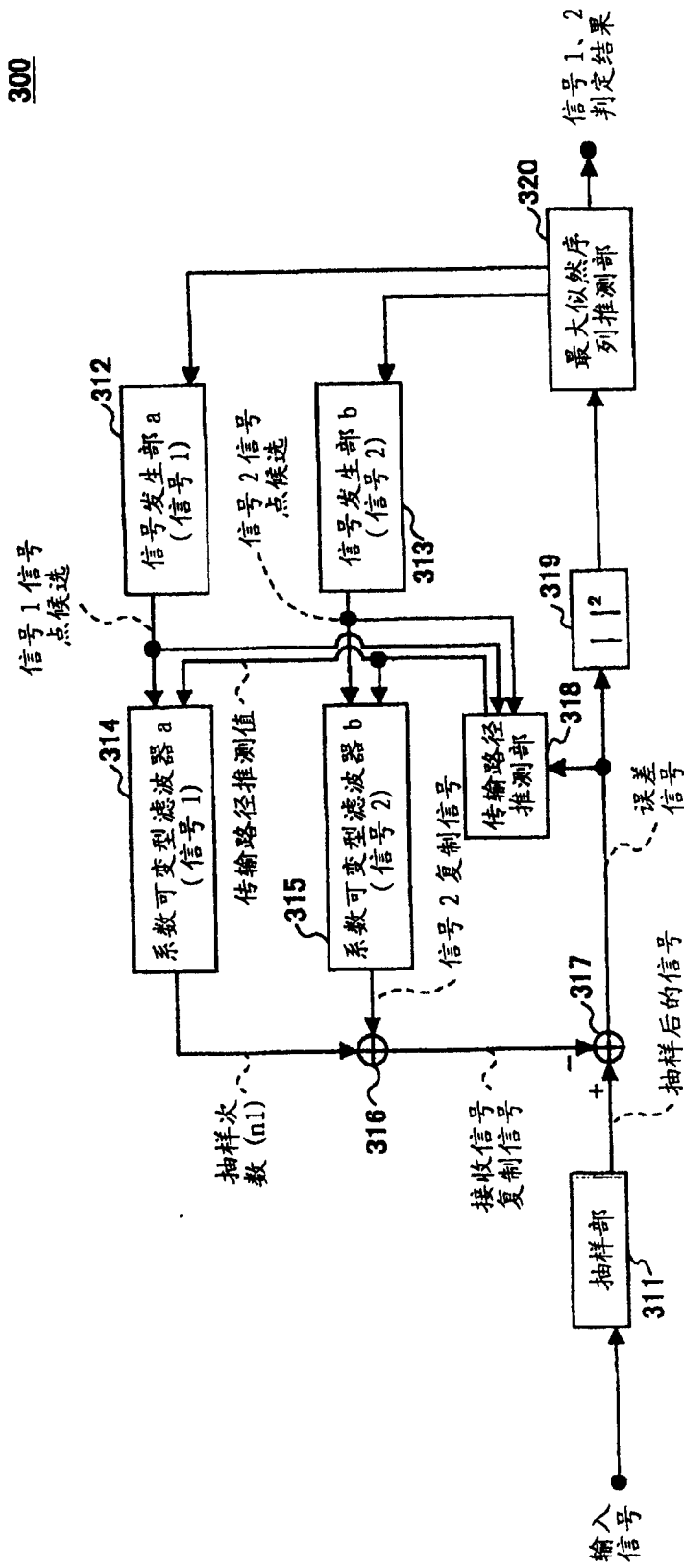


图 18

300

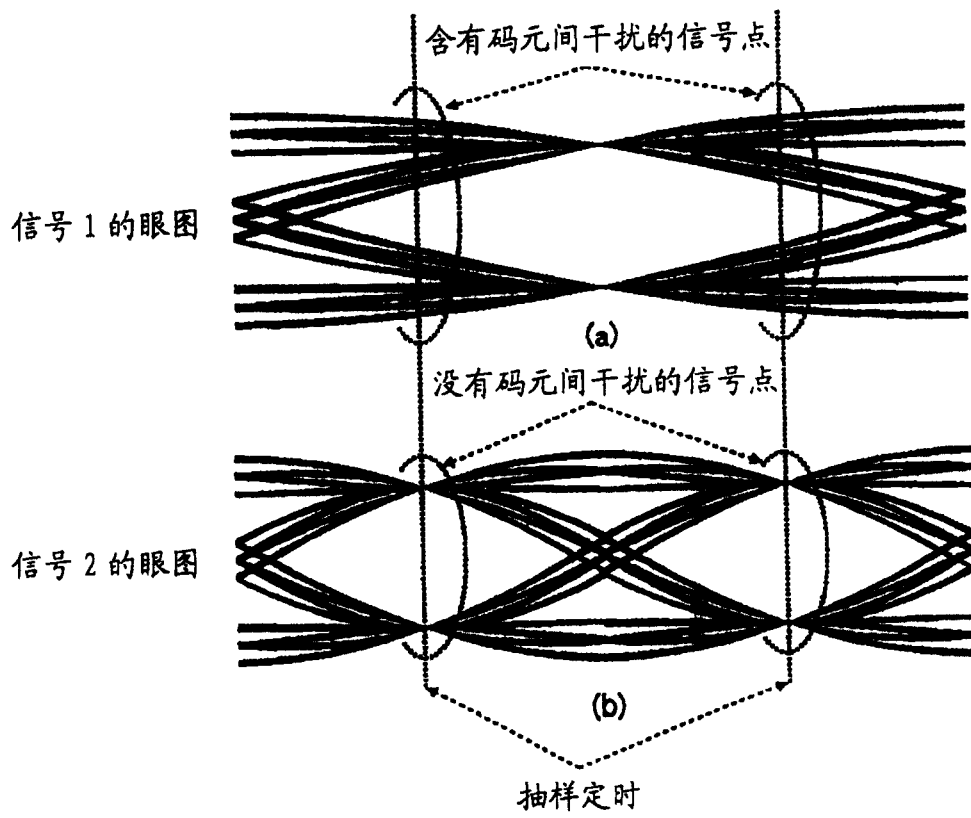


图 19

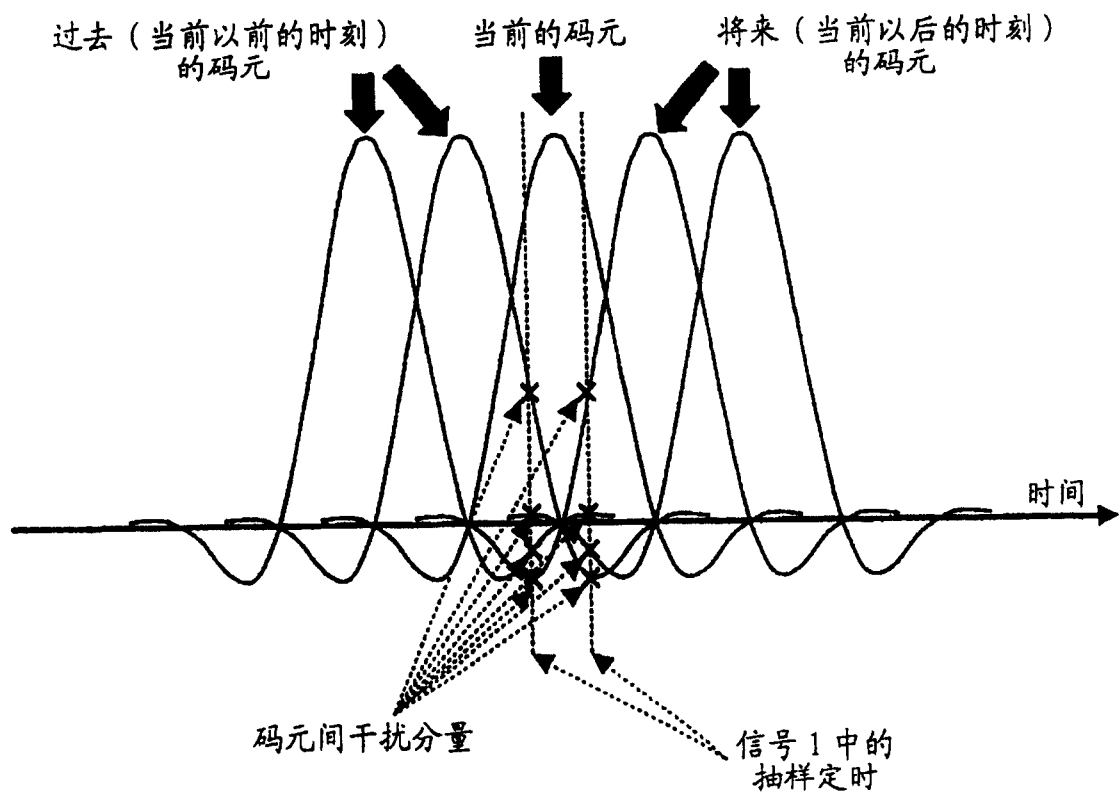


图 20