



[12] 发明专利说明书

[21] ZL 专利号 96111762.1

[43] 授权公告日 2003 年 6 月 18 日

[11] 授权公告号 CN 1111967C

[22] 申请日 1996.8.30 [21] 申请号 96111762.1

[30] 优先权

[32] 1995.8.31 [33] JP [31] 223600/1995

[71] 专利权人 三菱电机株式会社

地址 日本东京都

[72] 发明人 长岛康之

[56] 参考文献

CN 1082279A 1994.02.16 H04B7/26

JP 6097973 1994.04.08 H04L27/22

JP 6152674 1994.05.31 H04L27/18

US 5017883A 1991.05.21 H01L27/22

审查员 袁红霞

[74] 专利代理机构 中国专利代理(香港)有限公司

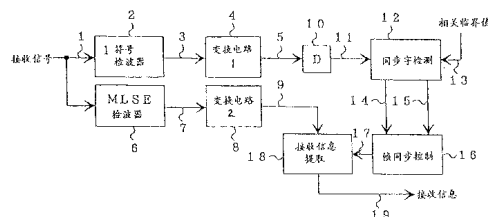
代理人 程天正 王忠忠

权利要求书 3 页 说明书 19 页 附图 13 页

[54] 发明名称 数字无线通信接收机

[57] 摘要

一种保持小的误码率、具有同步字检测特性的数字无线通信接收机，其特征在于包括：1 符号单位解调装置；使用最大似然序列估计的解调装置；同步字检测装置 12；同步控制装置 16 及接收信息提取装置 18。



- 1、一种数字无线通信接收机，其特征在于包括：
用来从接收信号对每个符号进行检波并输出接收位序列的1符号单位的解调装置；
- 5 用来从遍及多个符号的接收信号序列中输出接收位序列的使用最大似然序列估计的解调装置；
使上述1符号单位解调装置的输出位序列的定时与上述使用最大似然序列估计的解调装置的输出位序列的定时一致的延迟装置；
用来使使用最大似然序列估计的解调装置输出的接收位序列的定时一致、并根据1符号单位的解调装置输出的接收位序列来判定同步字检测或不检测的同步字检测装置；
- 10 基于上述同步字检测信息进行接收帧定时判定及必要时进行发送定时控制的同步控制装置；和
用来从使用上述最大似然序列估计的解调装置的输出中提取接收信息的接收信息提取装置。
- 15 2、根据权利要求1的数字无线通信接收机，其特征在于包括：
根据规定的基准来从根据上述延迟装置调整了定时的1符号单位解调装置的输出位序列或上述使用最大似然序列估计的解调装置的输出位序列中选择任意一个的位序列选择装置；
- 20 3、一种数字无线通信接收机，其特征在于包括：
用来输出每1符号在该时刻的接收信号和只有1符号长的前面的接收信号之间相位差的1符号延迟检波装置；具有在该相位差信号上实施卷积编码的卷积编码装置、对从上述卷积编码装置输出的多个相位差信号序列进行最大似然序列估计算法解码的、使用最大似然序列估计的多重延迟检波装置；
- 25 根据从上述1符号延迟检波装置输出的相位差信号来估计差动相位信号的差动相位估计装置；
将上述差动相位估计装置的输出转换成对应的位序列的第一变换装置；
- 30 把利用从上述使用最大似然序列估计的多重延迟检波装置输出的序列估计得到的相位差信号转换成对应的位序列的第二变换装置；
根据与上述第二变换装置的输出位序列的定时一致的上述第一变换装

置的输出位序列来判定同步字检测或不检测的同步字检测装置;

根据上述同步字检测信息判定接收帧定时及必要时控制发送定时的同步控制装置; 及

5 从使用上述最大似然序列估计的多重延迟检波装置输出的位序列中提取接收信息的接收信息提取装置。

4、根据权利要求3的数字无线通信接收机, 其特征在于包括:

使上述第一变换装置的输出位序列的定时与上述第二变换装置的输出位序列的定时一致的延迟装置;

10 根据规定的基准来从根据上述延迟装置调整了定时的上述第一变换装置的输出位序列, 或上述第二变换装置的输出位序列中选择任意一个的位序列选择装置。

5、一种数字无线通信接收机, 其特征在于包括:

15 输出每1符号在该时刻的接收信号和只有1符号长的前面的接收信号之间相位差的1符号延迟检波装置; 具有使用该相位差信号进行发送差动相位信号判定的差动相位估计装置、对上述差动相位判定装置输出的估计差动相位信号和上述相位差信号进行减法运算的相位减法装置和对上述相位减法装置的输出实施卷积编码的卷积编码装置、对从该卷积编码装置输出的多个信号序列用最大似然序列估计算法进行解码的、使用最大似然序列估计的多重延迟检波装置;

20 将进行上述发送差动相位信号判定的差动相位估计装置的输出转换成对应的位序列的第一变换装置;

将基于由上述使用最大似然序列估计的多重延迟检波装置输出的序列估计的相位差信号输出转换成对应的位序列的第二变换装置;

25 根据与上述第二变换装置的输出位序列的定时一致的上述第一变换装置的输出位序列来判定同步字检测或不检测的同步字检测装置;

根据上述同步字检测信息判定接收帧定时及必要时控制发送定时的同步控制装置; 及

从上述使用最大似然序列估计的多重延迟检波装置输出的位序列中提取接收信息的接收信息提取装置。

30 6、根据权利要求5的数字无线通信接收机, 其特征在于包括:

使上述第一变换装置的输出位序列的定时与上述第二变换装置输出的位序列的定时一致的延迟装置;

根据规定的基准从根据上述延迟装置调整了定时的上述第一变换装置的输出位序列或上述第二变换装置的输出位序列中选择任意一个的位序列选择装置。

数字无线通信接收机

本发明涉及一种数字无线通信接收机，该接收机在接收信息时保持小的
5 误码率，并且具有良好的同步字检测特性。

在数字无线通信中，可根据检波已接收的信号来提取接收位序列，而在
该接收位序列中可根据检测帧的时间来进行正确接收信息的提取。

一般地，帧定时的检测，可根据检测被置于帧内预定位置上的严自相关
位序列，即根据检测同步字来进行。

10 同步字也可称为 Sync word、Unique word(单一字)等。

接收信号的解调方法，除了有包络线检波、同步检波、延迟检波等根据
每个符号的该时刻的接收信号进行检波的方法外，还有使用从遍及多个符号
的接收信号序列中输出接收位序列的最大似然序列估计的解调方式。

与根据每个符号的该时刻接收信号进行检波的方法比较，使用最大似然
15 序列估计的解调方式在随机噪声环境下改善误码率已广为人知。

图 8 示出了现有的采用了使用最大似然序列估计的解调方式的数字无线
通信接收机实施例的结构框图。

另外，在以下的现有实施例中，对采用了用差动码的相移键控(以下称为
差动 PSK)作为调制方式进行说明。

20 在图 8 中，111 是接收天线，112 是降频转换器，1 是其输出的中频接
收信号，6 是使用最大似然序列估计的检波器，7 是其输出，8 是将检波器
输出 7 置换成对应位序列的变换电路(mapping circuit)，9 为其输出的接收位
序列，12 是由接收位序列 9 检测同步字的同步字检测器，13 是在同步字检
测器中的相关检测邻界值，14 是同步字检测脉冲，15 是同步字不检测脉
25 冲，16 是根据同步字的检测结果控制帧同步的同步控制器，17 是接收帧定
时信息，18 是根据接收帧定时信息 17 从接收位序列 9 中提取接收信息的接
收信息提取器，19 是其输出的接收信息。

其次，就图 8 所示的接收机的动作进行说明。

30 接收天线 111 接收的接收载波在降频转换器 112 中转换成中频带，并作
为接收信号 1 输入到检波器 6。检波器 6 用诸如下述现有实施例 2、3 所示
的使用最大似然序列估计的解调方式来解调接收信号 1，输出检波信号 7。

变换电路 8 把检波器输出 7 置换成对应的位序列，输出接收位序列 9。

数字无线通信中的接收位序列，例如如图 9(a)所示那样来组合帧，或者如图 9(b)所示那样由字符组(burst)构成。

在图 9(a)中，SW121 为同步字，DATA122 为包含接收信息的数据单元。另外，在图 9(b)中，P123 为被用于载波再生、符号定时再生等的固定位

同步字检测器 12 把已接收的位序列 9 和预先准备的参考同步字模式进行比较，如果不一致的位数在规定的临界值之下，则输出同步字检测脉冲 14。另外，在本来该有同步字的定时中，不一致的位数在超出规定的临界值时，会输出同步字不匹配脉冲 15。

同步控制器 16 通过同步字检测脉冲 14 及同步字不检测脉冲 15 来进行接收帧定时的估计。

在根据时分多址(Time Division Multiple Access:TDMA)的通信系统中，有必要使发送字符组的定时与已接收的帧定时从属同步。在这种情况下，同步控制器 16 具有进行调整发送定时的功能。同步控制器 16 输出接收帧定时

接收信息提取器 18 根据利用接收帧定时信息 17 所获得的帧定时来从接收位序列 9 中提取接收信息 19 并输出。

图 10 示出了现有的采用了使用最大似然序列估计的解调方式的数字无线通信接收机的检波器 6 的内部构成实施例的框图。

图 10 引用了“进行差动 PSK 信号相位序列估计的延迟检波方式”一文中的图 2，该文章见：《电子信息通信学会论文杂志》，Vol, J 76 - B - II, NO. 10, pp, 783 - 792(1993.10)。

在图 10 中，6a 中所示的虚线的周围相当于使用最大似然序列估计的检波器 6。20, 23a - 23c 为只使信号延迟 1 符号长的延迟单元，21 是把输入的二个信号的相位差进行输出的相位检波器，22 是其输出，24a - 24c 为以 2π 为模数的加法器，25a - 25c 为其输出，26 为根据构成相位差信号序列的 1 符号相位差信号 22 及多重相位差信号 25a - 25c 来估计所发送的相位序列的相位序列估计器。即，该检波器 6a 根据多重符号延迟检波输出来解调信号。

以下，把具有这样地使用多个多重符号来解调接收信号特征的检波器称为多重延迟检波器。

其次，对图 10 的动作进行说明。

接收信号 1 分为二路，一路输入到相位检波器 21，另一路输入到延迟单元 20。即，如果把在符号时刻 i 时的接收信号 1 的相位角设定为 $\theta_{(0)i}$ ，那么 1 符号相位差信号 $\theta_{(1)i}$ 由下式设定。

$$\theta_{(1)i} = \theta_{(0)i} - \theta_{(0)i-1} \quad (1)$$

其次，生成 2 符号相位差信号 25a，3 符号相位差信号 25b，……，N 符号相位差信号 25c。

$n(n = 2, 3, \dots, N)$ 符号相位差信号 $\theta_{(n)i}$ ，由下式设定。

$$\begin{aligned} \theta_{(n)i} &= \theta_{(0)i} - \theta_{(0)i-n} \\ &= \theta_{(n-1)i} + \theta_{(1)i-n+1} \end{aligned} \quad (2)$$

利用这个关系，可如下生成 2 符号相位差信号 25a，3 符号相位差信号 25b，……，N 符号相位差信号 25c。

例如，对 2 符号相位差信号 25a，将 1 符号相位差信号 22 以及其通过延迟单元 23a 的信号(相当于 $\theta_{(1)i-1}$)输入到以 2π 为模数的加法器 24a 中，其输出就成为 2 符号相位差信号 25a。

对 3 符号相位差信号 25b，……，N 符号相位差 25c 而言也相同，分别将 2 符号相位差信号，……， $N-1$ 符号相位差信号及通过 2，……， $N-1$ 个延迟单元 23b - 23c 的 1 符号相位差信号输入到以 2π 为模数的加法器 24b - 24c 中，其输出就成为 3 符号相位差信号 25b，……，N 符号相位差信号 25c。这样所得的 1 符号相位差信号 22、2 符号相位差信号 25a，……，N 符号相位差信号 25c 是将 1 符号相位差信号 22 当作输入，并成为依式(3)所示的生成多项式 G_1, G_2, \dots, G_N 的约束长 N 的卷积码(convolutional code)。

$$\begin{aligned} G_1 &= 1 \\ G_2 &= 1 + D \quad \dots\dots\dots(3) \end{aligned}$$

:

$$G_N = 1 + D + \dots + D^{N-1}$$

但是，D 表示延迟 1 符号的延迟算子。

构成卷积码的 1 符号相位差信号 22，2 符号相位差信号 25a，3 符号相位差信号 25b，……，N 符号相位差信号 25c 被输入到相位序列估计器 26 中。

例如相位序列估计器 26 按照维特比算法等的最大似然序列估计算法(以下，将最大似然序列估计(Maximum Likelihood Sequence Estimation)称作 MLSE))估计并输出差动相位序列 7a。

差动相位序列 7a 相当于图 8 中的差动相位序列 7。

图 11 示出了现有的采用了使用最大似然序列估计的解调方式的数字无线通信接收机的检波器 6 的其他内部构成实施例的框图。

图 11 为引用了与前示文献相同参照文献的图 6。

在图中，6b 所示部分相当于多重延迟检波器 6。20, 35a - 35c 为只使
5 信号延迟 1 符号长的延迟单元，21 是把输入的二个信号的相位差进行输出的相位检波器，22 是其输出；这些和图 10 所示等同。

33 是根据相位检波输出 22 估计发送差动相位的信号相位暂时估计器，34 为其输出，36a - 36e 为以 2π 为模数的加法器，37a 为暂时估计器输出 22 和 1 符号相位差信号 15 之差的第一残差信号，37b、37c、37d 分别为
10 第 2、第 3、第 N 残差信号，38 为按照 MLSE 算法的相位序列估计器，39 为其输出，7b 为把相位序列估计器输出 39 和暂时估计器输出 34 相加的解调差动相位序列，相当于图 8 的 7。

其次，就图 11 的动作加以说明。

1 符号相位差信号 22 的生成方法与图 10 所示方法相同一故省略说明。1
15 符号相位差信号 22 被输入信号相位暂时估计器 33，并估计暂时的差动相位估计值 34。

例如，在采用四相差动相移键控时，信号相位估计器 33 把 $\pi/4, 3\pi/4, 5\pi/4, 7\pi/4$ 中最接近 1 符号相位差信号 22 的值作为差动相位估计值 34 输出。在以 2π 为模数的加法器 35a 中输入 1 符号相位差信号 22 和差动相位估计值
20 34，输出两者的差中的第一残差信号 37a。

也就是说，把 1 符号相位差信号记为 $\theta_{(1)i}$ ，把差动相位估计值 34 记为 $\Delta\theta_i$ ，把 1 符号残差信号 37a 记为 $\varepsilon_{(1)i}$ ，则下式成立。

$$\varepsilon_{(1)i} = \theta_{(1)i} - \Delta\theta_i \quad (4)$$

以该第一残差信号 37a 为基础，生成第二残差信号 37b，第三残差信号
25 37c，...，第 N 残差信号 37d。第 n 残差信号 $\varepsilon_{(n)i}$ 通过和式(2)同样的处理，以式(5)设定。

$$\varepsilon_{(n)i} = \varepsilon_{(n-1)i} + \varepsilon_{(1)i-n+1} \quad (5)$$

第 1 残差信号 37a，第 2 残差信号 37b，...，第 N 残差信号 37d，被输入到相位序列估计器 38 中。相位序列估计器 38 根据 MLSE 算法工作。将暂
30 时差动信号估计值 34 和相位序列估计器 38 的输出 39 输入到以 2π 为模数的加法器 36e 中，就可得到差动相位序列 7b。

也就是说，本现有实施例适用 SST(Scarce State Transition)型维特比解码

法，并可谋求在最大似然序列估计中削减状态数。

差动相位序列 7b 相当于图 8 中的解调差动相位序列 7。

图 12 为把多重延迟检波输出位序列 9 和 1 符号延迟检波输出位序列 5 的状态进行比较的图。

5 图 12(a)表示在现有实施例 3 中作为 $N = 2$ 时的多重延迟检波输出位序列以及 1 符号延迟检波输出位序列的高斯噪音下的误码率相对 E_b/N_0 (位能对热噪音的功率比)的特性。

如图 12(a)表示，在高斯噪音下的误码率，多重延迟检波输出位序列比较小，比 1 符号延迟检波输出位序列优越。

10 另一方面，图 12(b)表示将 E_b/N_0 设为一定时的 24 位同步字不检测概率相对相关临界值的特性。

如图 12(b)所示，在高斯噪音下相关临界值变大时的同步字不检测概率，多重延迟检波输出位序列会变得比 1 符号延迟检波输出位序列大，且多重延迟检波输出位序列的同步字检测特性会劣化。

15 这是由于如以下的理由而造成的。

一般而言，MLSE 算法虽然对随机错误具有优越的纠正错误能力，但是对于字符组错误的纠错能力却比较差。

现在如图 13 所示，考虑在接收信号 1 中发生多个符号连续的相位错误，亦即字符组错误 101 的情况。

20 此时，如图 13 的 501 所示，1 符号延迟检波输出位序列中的符号错误最多只波及到实际出错的符号的相邻符号。与此相对照，多重延迟检波输出位序列中的符号错误根据 MLSE 算法可能进行完全错误的序列估计，如图 13 的 901 所示，在接收信号中有因错误的符号而使相当多数的符号发生错误的情形。

25 此时，多重延迟检波输出位序列的误码率，会变得比 1 符号延迟检波输出位序列还劣化。

而且，在即使用大的相关临界值也不能检测同步字的时候，在接收信号中的同步字范围内发生字符组错误的情形增加，此时，多重延迟检波输出位序列的同步字不检测概率会变得比 1 符号延迟检波输出位序列还大。

30 对现有实施例 2 而言也可以说是同样的。

采用现有使用最大似然序列估计的解调方式的数字无线通信接收机由以上那样来构成，在多重延迟检波输出位序列的随机错误环境中的平均误码

率，虽然比1符号延迟检波输出位序列小而优，但是若发生字符组错误时，会因实施基于MLSE算法的序列估计而比1符号延迟检波输出位序列大且劣化。

而且，在即使用大的相关临界值也不能检测同步字的时候，在接收信号中的同步字范围内发生字符组错误的情形增加，此时，多重延迟检波输出位序列的同步字不检测概率会变得比1符号延迟检波输出位序列大，而且有使同步字检测特性劣化的问题。

本发明是为了解决这样的问题而产生的，其目的在于得到一种可在接收信息中可保持小的误码率、具有良好同步字检测特性的数字无线通信接收机。

为达成上述目的，有关本发明数字无线通信接收机的第一方面，其特征在于包括：用来从接收信号对每个符号进行检波并输出接收位序列的1符号单位的解调装置；用来从遍及多个符号的接收信号序列中输出接收位序列的使用最大似然序列估计的解调装置；用来使使用上述最大似然序列估计的解调装置输出的接收位序列的定时一致、并根据1符号单位的解调装置输出的接收位序列来判定同步字检测或不检测的同步字检测装置；以上述同步字检测信息为基础进行接收帧定时判定及必要时进行发送定时控制的同步控制装置；及用来从使用上述最大似然序列估计的解调装置输出中提取接收信息的接收信息提取装置。

以上那样构成的有关本发明的数字无线通信接收机的第1方面，通过将1符号单位的解调装置的输出位序列输入到同步字检测装置中，同步字检测装置用其通知检测或不检测同步字，并且，把使用最大似然序列估计的解调装置的输出位序列输入到接收信息提取装置中，

从而得到和在采用使用最大似然序列估计的解调装置时同等的误码率，并且可得到和在使用1符号单位解调装置时同等的同步字检测特性，因此在接收信息时可保持小的误码率和获得良好的同步字检测特性。

另外，有关本发明的数字无线通信接收机的第2方面，其特征在于包括：用来输出每1符号在该时刻的接收信号和只有1符号长的前面的接收信号之间的相位差的1符号延迟检波装置；具有在该相位差信号上实施卷积编码的卷积编码装置，并对从上述卷积编码装置输出的多个相位差信号序列进行最大似然序列估计算法解码的、使用最大似然序列估计的多重延迟检波装置；根据从上述1符号延迟检波装置输出的相位差信号来估计差动相位信号的差

动相位估计装置；将上述差动相位估计装置的输出转换成对应的位序列的第一变换装置；把利用从上述使用最大似然序列估计的多重延迟检波装置输出的序列估计得到的相位差信号转换成对应的位序列的第二变换装置；根据与上述第二变换装置的输出位序列的定时一致的上述第一变换装置的输出位序列来判定同步字检测或不检测的同步字检测装置；根据上述同步字检测信息进行接收帧定时判定及必要时进行发送定时控制的同步控制装置；及从使用上述最大似然序列估计的多重延迟检波装置输出的位序列中提取接收信息的接收信息提取装置。

以上那样构成的有关本发明的数字无线通信接收机的第2方面，通过将以作为使用最大似然序列估计的多重延迟检测装置的构成要素的1符号延迟检波装置的输出为基础而得到的位序列输入到同步字检测装置，而同步字检测装置使用此来通知检测或不检测同步字，并且，将以上述使用最大似然序列估计的多重延迟检波装置的输出为基础而得到的位序列输入到接收信息提取装置，可得到和采用使用最大似然序列估计的解调装置时同等的误码率，而且可得到和在使用1符号单位的解调装置时同等的同步字检测特性，因此在接收信息时保持小的误码率和获得良好的同步字检测特性。

另外，有关本发明的数字无线通信接收机的第3方面，其特征在于包括：输出每1符号在该时刻的接收信号和只有1符号长的前面的接收信号之间相位差的1符号延迟检波装置；具有使用该相位差信号进行发送差动相位信号判定的差动相位估计装置、对上述差动相位判定装置输出的估计差动相位信号和上述相位差信号进行减法运算的相位减法装置和对上述相位减法装置的输出实施卷积编码的卷积编码装置、对从该卷积编码装置输出的多个信号序列用最大似然序列估计算法进行解码的、使用最大似然序列估计的多重延迟检波装置；将进行上述发送差动相位信号判定的差动相位估计装置的输出转换成对应的位序列的第一变换装置；将基于由上述使用最大似然序列估计的多重延迟检波装置输出的序列估计的相位差信号输出转换成对应的位序列的第二变换装置；根据与上述第二变换装置的输出位序列的定时一致的上述第一变换装置的输出位序列来判定同步字检测或不检测的同步字检测装置；根据上述同步字检测信息进行接收帧定时判定及必要时进行发送定控制的同步控制装置；及从上述使用最大似然序列估计的多重延迟检波装置输出的位序列中提取接收信息的接收信息提取装置。

以上那样构成的有关本发明的数字无线通信接收机的第3方面，通过将

以作为使用根据最大似然序列估计的多重延迟检波装置的构成要素的 1 符号延迟检波装置的输出为基础而得到的位序列输入到同步字检测装置，而同步字检测装置用此来通知检测或不检测同步字，并且，将以上述使用最大似然序列估计的多重延迟装置的输出为基础而得到的位序列输入到接收信息提取装置，就可得到和采用使用最大似然序列估计的解调装置时同等的误码率，而且可得到和采用 1 符号单位解调装置时同等的同步字检测特性，因此在接收信息时可保持小的误码率和获得良好的同步字检测特性。

另外，有关本发明的数字无线通信接收机的第 4 方面，其特征在于包括：从接收信号对每个符号进行检波并输出接收位序列的 1 符号单位解调装置；从遍及多个符号的接收信号序列中输出接收位序列的使用似然序列估计的解调装置；使上述 1 符号单位解调装置的输出位序列的定时与上述使用最大似然序列估计的解调装置的输出位序列的定时一致的延迟装置；根据规定的基准来从根据上述延迟装置调整了定时的 1 符号单位解调装置的输出位序列或上述使用最大似然序列估计的解调装置的输出位序列中选择任意一个的位序列选择装置；从上述位序列选择装置的输出位序列判定同步字检测或不检测的同步字检测装置；根据上述同步字检测信息判定接收帧定时及必要时控制发送定时的同步控制装置；及从由上述使用最大似然序列估计的解调装置输出的位序列中提取接收信息的接收信息提取装置。

以上那样构成的有关本发明的数字无线通信接收机的第 4 方面，将 1 符号单位解调装置的输出位序列、或使用最大似然序列估计的解调装置的输出位序列输入到位序列选择装置，该位序列选择装置的输出输入到同步字检测装置中，而同步字检测装置用此来通知检测或不检测同步字，并且，通过将使用最大似然序列估计的解调装置的输出位序列输入到接收信息提取装置中，可得到和在采用使用最大似然序列估计的解调装置时同等的误码率，而且可得到和在有选择地采用使用最大似然序列估计的解调装置或 1 符号单位的解调装置时同等的同步字检测特性，因此在接收信息时可保持小的误码率和获得良好的同步字检测特性。

有关本发明的数字无线通信接收机的第 5 方面，其特征在于包括：输出每 1 符号在该时刻的接收信号和只有 1 符号长的前面的接收信号之间相位差的 1 符号延迟检波装置；具有对该相位差信号实施卷积编码的卷积编码装置、对从上述卷积编码装置输出的多个相位差信号序列用最大似然序列估计算法进行解码的、使用最大似然序列估计的多重延迟检波装置；用从上述 1

符号延迟检波装置输出的相位差信号来估计差动相位信号的差动相位估计装置；将上述差动相位估计装置的输出转换成对应的位序列的第一变换装置；将由上述使用最大似然序列估计的多重延迟检波装置输出的序列估计的相位差信号转换成对应的位序列的第二变换装置；使上述第一变换装置的输出位序列的定时与上述第二变换装置的输出位序列的定时一致的延迟装置；根据规定的基准来从根据上述延迟装置调整了定时的上述第一变换装置的输出位序列或上述第二变换装置的输出位序列中选择一个的位序列选择装置；根据从上述位序列选择装置的输出位序列来判定同步字检测或不检测的同步字检测装置；根据上述同步字检测信息判定接收帧定时及必要时控制发送定时的同步控制装置；从上述使用最大似然序列估计的多重延迟检波装置输出的位序列中提取接收信息的接收信息提取装置。

以上那样构成的有关本发明的数字无线通信接收机的第5方面，通过把以作为使用最大似然序列估计的多重延迟检波装置的构成要素的1符号延迟检波装置的输出为基础而得到的位序列或者把以使用最大似然序列估计的多重延迟检波装置的输出为基础而得到的位序列输入到位序列选择装置，将该位序列选择装置的输出输入到同步字检测装置中，而同步字检测装置使用此来通知检测或不检测同步字，并且，通过将上述使用最大似然序列估计的多重延迟检波装置的输出位序列输入到接收信息提取装置中，就可得到和在采用使用最大似然序列估计的解调装置时同等的误码率，并且可得到与在有选择地采用使用最大似然序列估计的解调装置时或在使用1符号单位的解调装置时同等的同步字检测特性，因此在接收信息时可保持小的误码率和得到良好的同步字检测特性。

另外，有关本发明的数字无线通信接收机的第6方面，其特征在于包括：输出每1符号在该时刻的接收信号和只有1符号长的前面的接收信号之间相位差的1符号延迟检波装置；具有使用该相位差信号进行发送差动相位信号判定的差动相位估计装置、对上述差动相位判定装置输出的估计差动相位信号和上述相位差信号进行减法运算的相位减法装置和对上述相位减法装置的输出实施卷积编码的卷积编码装置、对从该卷积编码装置输出的多个信号序列用最大似然序列估计算法进行解码的、使用最大似然序列估计的多重延迟检波装置；将对上述发送差动相位信号进行判定的差动相位估计装置的输出转换成对应的位序列的第一变换装置；将由上述使用最大似然序列估计的多重延迟检波装置输出的序列估计得到的相位差信号输出转换成对应的位序列

的第二变换装置；使上述第一变换装置的输出位序列的定时与上述第二变换装置输出的位序列的定时一致的延迟装置；根据规定的基准从根据上述延迟装置调整了定时的上述第一变换装置的输出位序列或上述第二变换装置的输出位序列中选择任意一个的位序列选择装置；根据上述位序列选择装置的输出位序列来判定同步字检测或不检测的同步字检测装置；根据上述同步字检测信息判定接收帧定时及必要时控制发送定时的同步控制装置；及从上述使用最大似然序列估计的多重延迟检波装置输出的位序列中提取接收信息的接收信息提取装置。

以上那样构成的本发明的数字无线通信接收机的第6方面，通过把以作为使用最大似然序列估计的多重延迟检波装置的构成要素的1符号延迟检波装置的输出为基础所得的位序列、或把以使用最大似然序列估计的多重延迟检波装置的输出为基准而得到的位序列输入到该位序列选择装置，将该位序列选择装置的输出输入到同步字检测装置中，而同步字检测装置使用此来通知检测或不检测同步字，并且，通过将上述使用最大似然序列估计的多重延迟检波装置的输出位序列输入到接收信息提取装置中，就可得到和在采用使用最大似然序列估计的解调装置时同等的误码率，并且可得到与在有选择地采用使用最大似然序列估计的解调装置或1符号单位的解调装置时同等的同步字检测特性，因此在接收信息时可保持小的误码率和得到良好的同步字检测特性。

附图的简要说明

图1示出了本发明的数字无线通信接收机的实施例1的构成框图。

图2示出了本发明的数字无线通信接收机的实施例2的构成框图。

图3示出了本发明的数字无线通信接收机的实施例3的构成框图。

图4示出了本发明的数字无线通信接收机的实施例4的构成框图。

图5示出了本发明的数字无线通信接收机的实施例5的构成框图。

图6示出了本发明的数字无线通信接收机的实施例6的构成框图。

图7是说明在偏离同步状态和同步状态中的同步字检测操作的图。

图8示出了现有的采用了使用最大似然序列估计的解调方式的数字无线通信接收机实施例的构成框图。

图9是说明在数字无线通信中所用的帧及字符组的构成例的图。

图10示出了现有的数字无线通信接收机采用了使用最大似然序列估计的检波器的构成框图。

图 11 示出了现有的数字无线通信接收机的其他的采用了使用最大似然序列估计的检波器的构成框图。

图 12 示出了 1 符号延迟检波方式和多重延迟检波方式的误码率和同步字不检测概率的特性图。

5 图 13 是说明会对在接收信号中的误码率和解调输出造成影响的图。

图 1 示出了本发明的实施例 1 的构成框图。

另外，在以下的各个实施例中以采用差动 PSK 作为调制方式的情形为例进行说明。

在图中，1, 6, 9, 12 - 19 是和现有的接收机相同。2 为以 1 符号为单位对接收信号 1 进行检波的 1 符号单位检波器，3 是以 1 符号为单位检波了的差动相位信号，4 是将 1 符号单位检波器的输出信号置换成接收位序列的第一变换装置中的变换电路，5 为从变换电路 4 输出的接收位序列，8 为将使用最大似然序列估计的检波器输出信号置换成接收位序列的第二变换装置的变换电路，10 为使 1 符号延迟检波器输出位序列 5 的定时与使用最大似然序列估计的检波器输出位序列 9 的定时一致而用的延迟单元，11 为按照延迟单元 10 而与使用最大似然序列估计的检波器输出位序列 9 的定时一致的 1 符号检波接收位序列。

其次，对图 1 所示实施例 1 的动作进行说明。

在图中，接收信号 1 被输入到 1 符号单位检波器 2 及使用最大似然序列估计的检波器 6 中。1 符号单位检波器 2 依据例如延迟检波等以 1 符号为单位来检波接收信号、输出差动相位信号 3。

差动相位信号 3 被输入到变换电路中，输出对应的位序列。

这里，1 符号单位解调装置由 1 符号单位的检波器 2 和变换电路 4 构成，使用最大似然序列估计的解调装置由使用最大似然序列估计的检波器 6 和变换电路 8 构成。

并且，检波器 6，变换电路 8 和现有接收机中的动作同样动作。

在实施例 1 中，和现有实施例的相异之处在于，通过使 1 符号单位的检波输出位序列 5 的定时和检波器 6 的输出位序列 9 的定时一致而使用的延迟单元使其输出 11 输入到同步字检测器 12 中。

30 同步字检测器 12 通过对已调整定时的 1 符号单位检波器输出的位序列 11 进行和现有技术同样的操作，输出同步字检测脉冲 14 或同步字不检测脉冲 15。帧同步控制器 16 和接收信息提取器 18 也和现有技术同样操作。

在将检波方式作为延迟检波时，如已说明的那样，如果把多重延迟检波输出位序列 9 与 1 符号延迟检波输出位序列 5 的状态进行比较，如图 12(a) 所示，在高斯噪音下的误码率，虽然是多重延迟检波输出位序列的小且优，但是在将 E_b/N_0 设为一定时的同步字不检测概率，如图 12(b) 所示，在相关临界值变大时，反而是 1 符号延迟检波输出位序列的小且优。

因此，本实施例 1 在增大相关临界值时，在接收信息时可保持小的误码率得到良好的同步字检测特性。

另外，在本实施例 1 中，虽然使用延迟检波作为 1 符号单位的解调装置，但也可使用将包络线检波或同步检波中的任意一个与差动编码组合的解调装置。

另外，在本实施形态 1 中，虽然使用差动 PSK 作为调制方式，但是也可使用差动振幅相移键控(差动 APSK)。此时，存在着检波输出 3 及 7 不仅具有相位信息也具有振幅信息的不同点。

另外，在本实施形态 1 中，虽将延迟单元 10 置于变换器 4 和同步字检测器 12 之间，但是若置于从 1 符号延迟检波器 2 的输入到帧定时信息 17 的路径中，则不拘于设置位置就能进行同样的操作。

图 2 示出了本发明的实施例 2 的构成框图。

如果根据实施例 1 的构成，除使用最大似然序列估计的检波器外，另外还需要提供 1 符号单位的检波器，如果是使用最大似然序列估计的解调方式来构成，则不另外设置 1 符号单位的检波器就可得到同等的输出。

在图中，1, 8, 9, 12 ~ 19 与实施例 1 相同，而使用最大似然序列估计的检波器 6a 的内部构成与现有实施例的图 10 的 6a 相同。

以下揭示图 2 中的新增部分。即，27 为从 1 符号延迟检波器 21 输出的相位差信号 22 估计发送差动信号的差动相位估计器，28 为其输出，29 为把估计差动相位信号 28 转换成对应的位序列的第一变换装置的变换电路，30 为其输出位序列，31 为使输出位序列 30 的定时与于转换多重延迟检波输出的位序列 9 的定时一致而新设置的延迟电路。

其次，就图 2 所示的本实施例 2 的动作进行说明。

对多重延迟检波器 6a 根据接收信号 1 输出解调差动信号 7a 的操作，因和现有实施例 2 相同，故省略说明。

该操作是另外将构成多重延迟检波器 6a 的 1 符号延迟检波器 21 的输出 22 输入到差动相位估计器 27 中。差动相位估计器 27 根据相位差信号 22 来

估计差动相位信号。

例如，在使用四相差动 PSK 时，差动相位估计器 27 从 $0, \pi/2, \pi, 3\pi/2$ 中选择最接近于相位差信号 22 的值，并作为差动相位信号 28 输出。该输出 28 与实施例 1 中的 1 符号延迟检波输出 3 等同。

5 差动相位信号 28 被输入到变换电路 29 中，再转换成位序列 30。该输出位序列 30 对多重延迟检波输出位序列 9 通常其定时不一致。为了使该两者的定时一致，延迟单元 31 延迟差动相位估计输出位序列 30，输出定时已被调整的位序列 32。

10 上述输出位序列 32 被输入到同步字检测器 12 中。同步字检测器 12、帧同步控制器 16、接收信息提取器 18 的操作由于和现有接收机相同，所以在此省略说明。

如以上说明那样，可明白本实施例 2 在采用差动 PSK 时可得到和实施例 1 同等的效果。

图 3 示出了本发明实施例 3 的构成框图。

15 本实施例 3 可得到和实施例 2 同等的效果，但是利用使用最大似然序列估计的检波器生成 1 符号单位的估计差动相位信号，与实施例 2 相比，附加的电路变少。

在图中，1, 8, 9, 12 - 19 和实施例 1 中所示相同。延迟单元 31 和实施例 2 中所示相同。

20 6b, 7b, 20 - 22, 33、34, 35a - 35c, 36a - 36d, 37a - 37d, 38, 39 与现有的图 11 中所示的相同。

40 为把估计差动相位信号 34 转换成对应的位序列的第一变换装置的变换电路，41 为其输出。

其次，参照图 3 就实施例 3 的动作进行说明。

25 从接收信号 1 到解调差动相位信号 7b 的检波器 6b 的操作，因和现有的图 11 所示相同，故在此省略说明。

该检波器 6b 的操作是另外将检波器 6b 中的差动相位估计器 33 的输出 34 输入到变换电路 40 中，并输出对应的位序列 41。

30 该位序列 41 相当于实施例 1 中的 1 符号延迟检波输出位序列 5，和实施例 2 中所示的变换输出位序列 30 等同。因而，从延迟单元 31 开始到输出接收信息 19 的操作变成和实施例 2 中相同部分的操作等同。

图 4 示出了本发明实施例 4 的构成框图。

在已经说明的实施例 1 - 3 中, 是将使用最大似然序列估计的多重延迟检波输出位序列全部输入到接收信息提取器中, 并且是将 1 符号延迟检波器输出位序列输入到同步字检测器中。

5 但是, 从图 12(b)中即可明白, 在高斯噪音下的相关临界值小时, 使用多重延迟检波输出位序列, 与使用 1 符号延迟检波输出位序列相比, 其同步字不检测概率变小, 并且, 认为上述特性交叉点随着具有和已经说明的 E_b/N_0 成正比例关系的接收信号功率和噪音功率的比率((Signal to Noise Ratio)以下称接收 SNR))变化而变化。

10 在本实施例 4 中, 不固定输入到同步字检测器的位序列而是根据规定的基准来切换, 这是为了在接收信息时可保持小的误码率得到良好的同步字检测特性。

在图 4 中, 具有根据规定的选择标准从使用最大似然序列估计的检波器输出位序列 9 和通过延迟单元 10 的 1 符号单位的检波器输出位序列 11 中任
15 选一个, 并输出选择位序列 43 的选择电路 42, 还具有其他和图 1 所示实施例 1 相同的构成要素。

• 在本实施例 4 中, 也对采用差动 PSK 的情况进行说明。

其次, 参照图 4 对实施例 4 的操作进行说明。

20 从接收信号 1 到生成使用最大似然序列估计的多重延迟检波器输出位序列 9 以及生成通过延迟单元 10 的 1 符号延迟检波器输出位序列 11 的操作, 因为和实施例 1 相同, 所以在此省略说明。

上述输出位序列 9 及输出位序列 11 被输入到选择电路 42 中, 选择电路 42 根据例如同步字检测相关临界值 13 等的规定的基准来选择上述二个位序列中的任一个。

25 从图 12(b)可明白, 对同一个 E_b/N_0 、同一个同步字位长的同步字不检测概率, 虽然在大的相关临界值时, 1 符号延迟检波输出位序列较小且同步检测特性良好, 但是在小的相关临界值时, 还是多重延迟检波输出位序列较小且佳。

30 这是因为, 在相关临界值小时即使是很少的误码也会导致同步字不检测, 所以如同在现有实施例 3 中所说明那样, 字符组错误的影响变得不成为问题, 这种倾向随 E_b/N_0 的变大而变得显著。

这种情形, 在高斯噪音环境下误码率小的多重延迟检波输出, 其同步字不检测概率也小并且同步字检测特性良好。

现在, 如果在成为如图 12(b)所示的那样的同步字不检测概率的噪音环境下, 可以这样来将相关临界值作为位序列的选择基准, 即, 相关临界值在 1 位以下时选择多重延迟检波输出位序列, 在 2 位以上时选择 1 符号延迟检波器输出位序列。

5 被选择的位序列 43 被输入到同步字检测器 12 中。

同步字检测器 12、帧同步控制器 16、接收信息提取器 18 的操作由于和实施例 1 相同, 故省略说明。

再者, 在本实施例 4 中, 虽然使用了作为 1 符号单位解调装置的延迟检波, 但是也可以使用把包络线检波或同步检波中的一个和差动编码组合的解调装置。

另外, 在本实施例 4 中, 虽然使用了差动 PSK 作为调制方式, 也可以使用差动振幅相移键控(差动 APSK)。此时的输出和实施例 1 中所述内容相同。

另外, 在本实施例 4 中, 虽然将延迟单元 10 置于变换器 4 和同步字检测器 12 之间, 但是如果把它置于从 1 符号单位的检波器 2 的输入开始到选择电

15 路 42 的输入为止的路径中, 就可不拘于设置位置而进行同样的操作。
图 5 示出了本发明的实施例 5 的构成框图。

如果按照实施例 4 的构成, 除要有使用最大似然序列估计的检波器外, 另外还有必要提供 1 符号单位的检波器, 但是如果按照使用最大似然序列估计的解调方式的构成, 则不必另外设置 1 符号单位的检波器就能得到同等的

20 输出。
本实施例 5 是表示这样构成例的实施例。

在本实施例 5 中, 和实施例 4 相同, 也考虑在调制方式上采用差动 PSK 的情形。

在图 5 中, 42 是和实施例 4 中所示相同的选择电路, 其他构成要素和实施例 2 相同。

其次, 参照图 5 对本实施例 5 动作进行说明。

在通过多重延迟检波器输出位序列 9 及延迟单元 31 生成差动相位估计器输出位序列 32 前的操作和实施例 2 等同。

多重延迟检波器输出位序列 9 和差动相位估计器输出位序列 32 被输入到选择电路 42 中。和实施例 4 相同, 选择电路 42 以相关临界值 13 为基准来选择上述位序列中的任意一个。

同步字检测器 12、帧同步控制器 16、接收信息提取器 18 的操作和以前

说明的实施例完全相同。

依据这些操作，本实施例 5 在采用差动 PSK 时，能够得到和实施例 4 同等的效果。

图 6 示出了本发明的实施例 6 的构成框图。

5 本实施例 6 虽然可得到和实施例 5 同等的效果，但是和实施例 3 相同，通过利用使用最大似然序列估计的检波器生成 1 符号单位的估计差动相位信号，与实施例 5 相比，其目的在于使应附加的电路变得比实施例 5 还少。

10 对图 6 所示的构成要素而言，除了具有根据规定的选择基准从使用估计差动相位信号生成的位序列 32 或由使用最大似然序列估计的多重延迟检波输出而生成的位序列 9 中选择任意一个的选择电路 42 外，其他和图 3 所示的实施例 3 的构成完全相同。

对于实施例 6 的动作，因为选择电路 42 的动作和实施例 5 相同，其他构成要素的操作和实施例 3 相同，所以省略说明。

15 在以上的实施例 4 - 6 中，虽然示出了使用同步字检测的相关临界值 13 作为位序列选择装置的选择电路 42 的选择基准的实施例，但是也可以使用帧同步状态信息作为选择基准。

通常帧同步在偏离状态下，会如图 7(a)所示的那样不限定范围就查找同步字。此时，为了极力抑制误检测，相关临界值缩小是很普通的。

20 另一方面，在帧同步状态下，由于同步字的位置可大致估计，所以会如图 7(b)所示的那样为了限定查找同步字的范围和抑制不检测而增大相关临界值。

因此，使用帧同步状态信息作为选择基准可得到和实施例 4 - 6 同等的效果。该类信息也可以从帧同步控制器 16 输出。

25 另外，也可使用接收 SNR 或使用接收 SNR 和上述相关临界值的组合作为位序列选择装置的选择电路 42 的选择基准。

如果要得到非常高的接收 SNR，则字符组错误会变少，结果，对于大的相关临界值而言，使用最大似然序列估计的多重延迟检波输出位序列的同步字不检测概率变小。

30 这里，接收 SNR 可以通过例如根据接收信号中已知的位序列求出误码率，并把它进行换算来求出。也可用该误码率作为选择基准来使用。

以下，作为选择基准例示了使用接收 SNR 的情形和使用接收 SNR 和相关临界值的组合的情形。

在实施例 4 - 6 中, 在使用接收 SNR 作为选择基准时, 在接收 SNR 未达到规定值时, 选择 1 符号延迟检波器输出位序列作为同步字检测器的输入, 而若超过上述规定值则可选择使用最大似然序列估计的多重延迟检波输出位序列。

- 5 另外, 在实施例 4 - 6 中, 在使用接收 SNR 和相关临界值的组合作为选择基准时, 例如, 接收 SNR 在未达到 6dB 时, 相关临界值只在 0 位时选择使用最大似然序列估计的多重延迟检波输出位序列, 而相关临界值超过 1 位时则选择 1 符号延迟检波器输出位序列。而且, 在接收 SNR 为 6dB 以上未
- 10 满 9dB 时, 将上述切换的规定值定为 2 位, 在接收 SNR 为 9dB 以上未
- 10 满 12dB 时, 将上述切换的规定值定为 3 位, 通过这样使之进行工作就能进行高精度的同步字检测。

另外, 也可以使用接收信号的电平信息作为位序列选择装置的选择电路 42 的选择基准。

- 15 如果得到非常高的接收信号的电平则可当作和得到高的接收 SNR 等价, 且字符组错误会变少, 结果, 对大的相关临界值而言, 基于使用最大似然序列估计的解调方式输出的同步字不检测概率变小且同步字检测特性变好。

接收信号的电平信息可以通过把未调制的信号插入到接收信号中并将其检出等而求出。

- 20 根据以上那样构成的发明的第一方面, 通过将 1 符号单位解调装置的输出位序列输入到同步字检测装置中, 同步字检测装置用此通知检测或不检测同步字, 并且, 把使用最大似然序列估计的解调装置的输出位序列输入到接收信息提取装置中, 可获得到和在采用使用最大似然序列估计的解调装置时
- 25 同等的误码率, 并且可得到和在使用 1 符号单位解调装置时同等的同步字检测特性, 因此可得到在接收信息时保持小的误码率和良好同步字检测特性的
- 25 数字无线通信接收机。

- 30 根据以上那样构成的发明的第二方面, 通过把以作为使用最大似然序列估计的多重延迟检波装置的构成要素的 1 符号延迟检波装置的输出为基础所得的位序列输入到同步字检测装置中, 同步字检测装置用此来通知检测或不检测同步字, 并且, 把以上述使用最大似然序列估计的多重延迟检波装置的
- 30 输出为基础所得的位序列输入到接收信息提取装置, 可得到和在采用使用最大似然序列估计的解调装置时同等的误码率, 而且可得到和在使用 1 符号单位解调装置时同等的同步字检测特性, 因此可得到在接收信息时保持小的误

码率和良好同步字检测特性的数字无线通信接收机。

5 根据以上那样构成的发明的第三方面，通过将作为使用最大似然序列估计的多重延迟检波装置的构成要素的1符号延迟检波装置的输出为基础所得的位序列输入到同步字检测装置中，同步字检测装置使用此来通知检测或不检测同步字，并且，把以上述使用最大似然序列估计的多重延迟装置的输出为基础所得的位序列输入到接收信息提取装置中，可得到和采用使用最大似然序列估计的解调装置时同等的误码率，并且可得到和采用1符号单位解调装置时同等的同步字检测特性，因此可得到在接收信息时保持小的误码率和良好同步字检测特性的数字无线通信接收机。

10 根据以上那样构成的发明的第四方面，通过将1符号单位解调装置的输出位序列或使用最大似然序列估计的解调装置的输出位序列输入到位序列选择装置，该位序列选择装置的输出输入到同步字检测装置中，同步字检测装置用此来通知检测或不检测同步字，并且，通过把使用最大似然序列估计的解调装置的输出位序列输入到接收信息提取装置中，可得到和在采用使用最大似然序列估计的解调装置时同等的误码率，并且可得到和在有选择地采用使用最大似然序列估计的解调装置或1符号单位解调装置时同等的同步字检测特性，因此可得到在接收信息时保持小的误码率和良好同步字检测特性的数字无线通信接收机。

20 另外，根据以上那样构成的发明的第五方面，通过将以作为使用最大似然序列估计的多重延迟检波装置的构成要素的1符号延迟检波装置的输出为基础所得的位序列、或把以使用最大似然序列估计的多重延迟检波装置的输出为基础所得的位序列输入到位序列选择装置，该位序列选择装置的输出输入到同步字检测装置中，同步字检测装置用此来通知检测或不检测同步字，并且，通过将上述使用最大似然序列估计的多重延迟检波装置的输出位序列输入到接收信息提取装置中，可得到和在采用使用最大似然序列估计的解调装置时同等的误码率，并且可得到与在有选择地采用使用最大似然序列估计的解调装置或1符号单位解调装置时同等的同步字检测特性，因此在接收信息时可得到保持小的误码率和良好同步字检测特性的数字无线通信接收机。

30 根据以上那样构成的发明的第6方面，通过将以作为使用最大似然序列估计的多重延迟检波装置的构成要素的1符号延迟检波装置的输出位序列或将以使用最大似然序列估计的多重延迟检波装置的输出为基础所得到的位序列输入到位序列选择装置，该位序列选择装置的输出输入到同步字检测装置中，同步字检测装置用此来通知检测或不检测同步字，并且，通过把上述使

用最大似然序列估计的多重延迟检波装置的输出位序列输入到接收信息提取装置中，就可得到和在采用使用最大似然序列估计的解调装置时同等的误码率，并且可得到和在有选择地采用使用最大似然序列估计的解调装置或 1 符号单位解调装置时同等的同步字检测特性，因此在接收信息时可得到小的误码率和良好同步字检测特性的数字无线通信接收机。

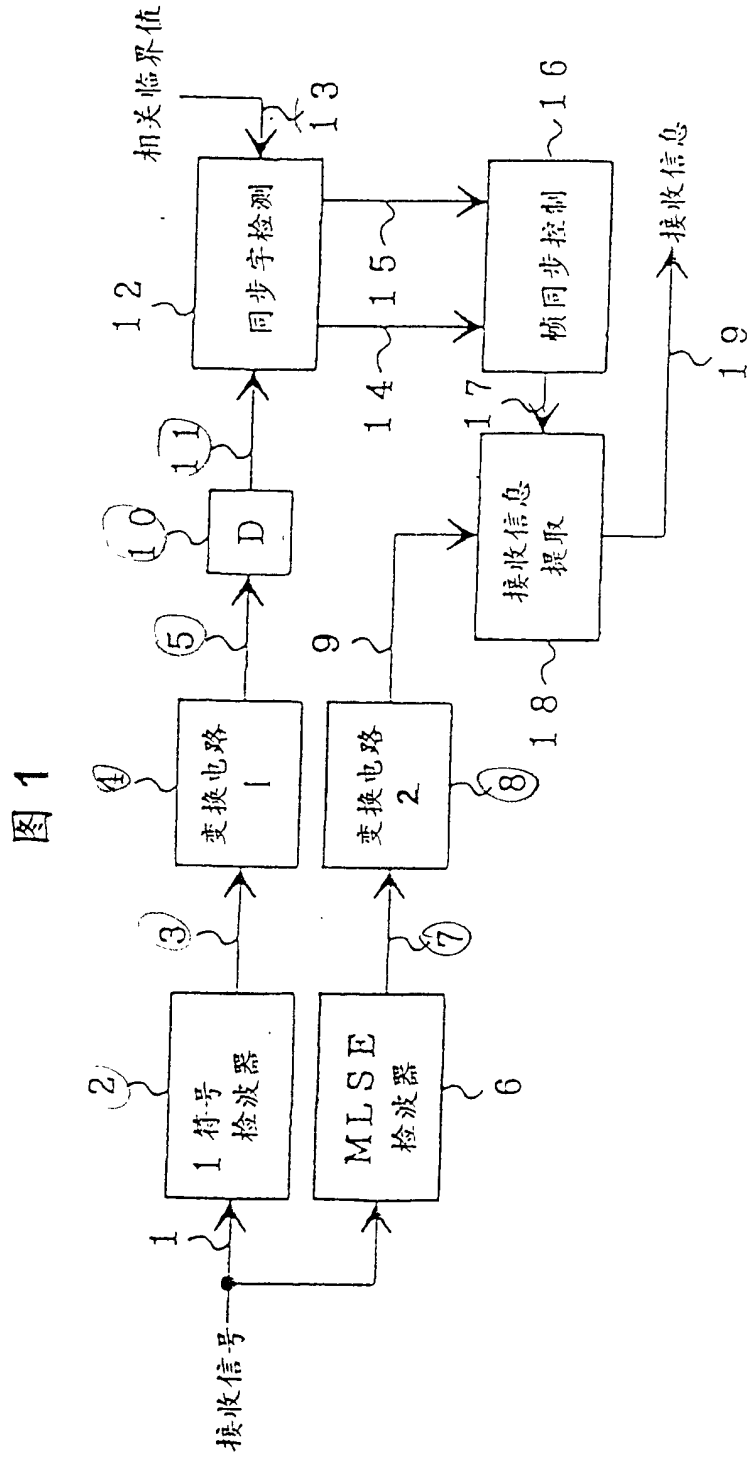
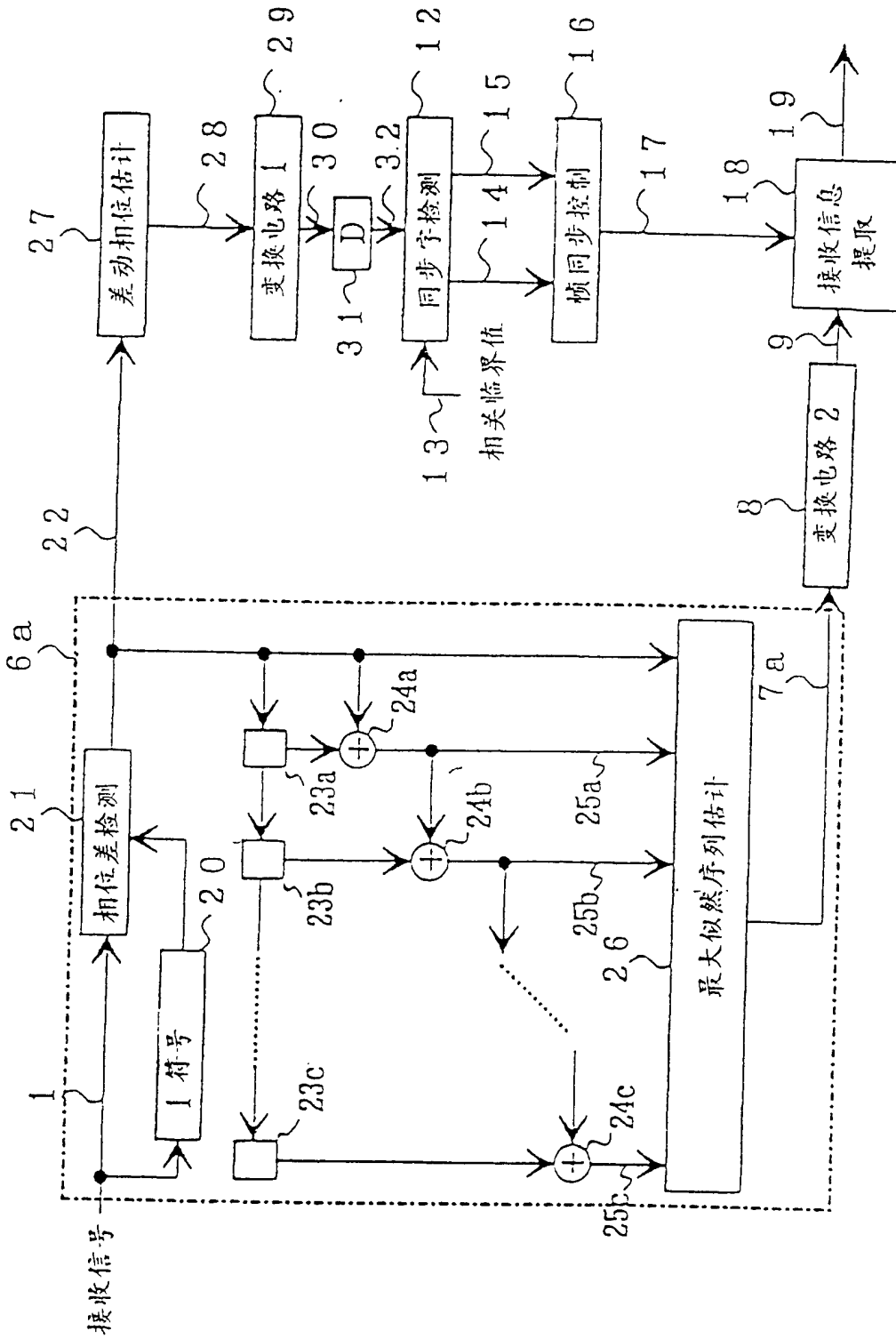


图 1

图 2



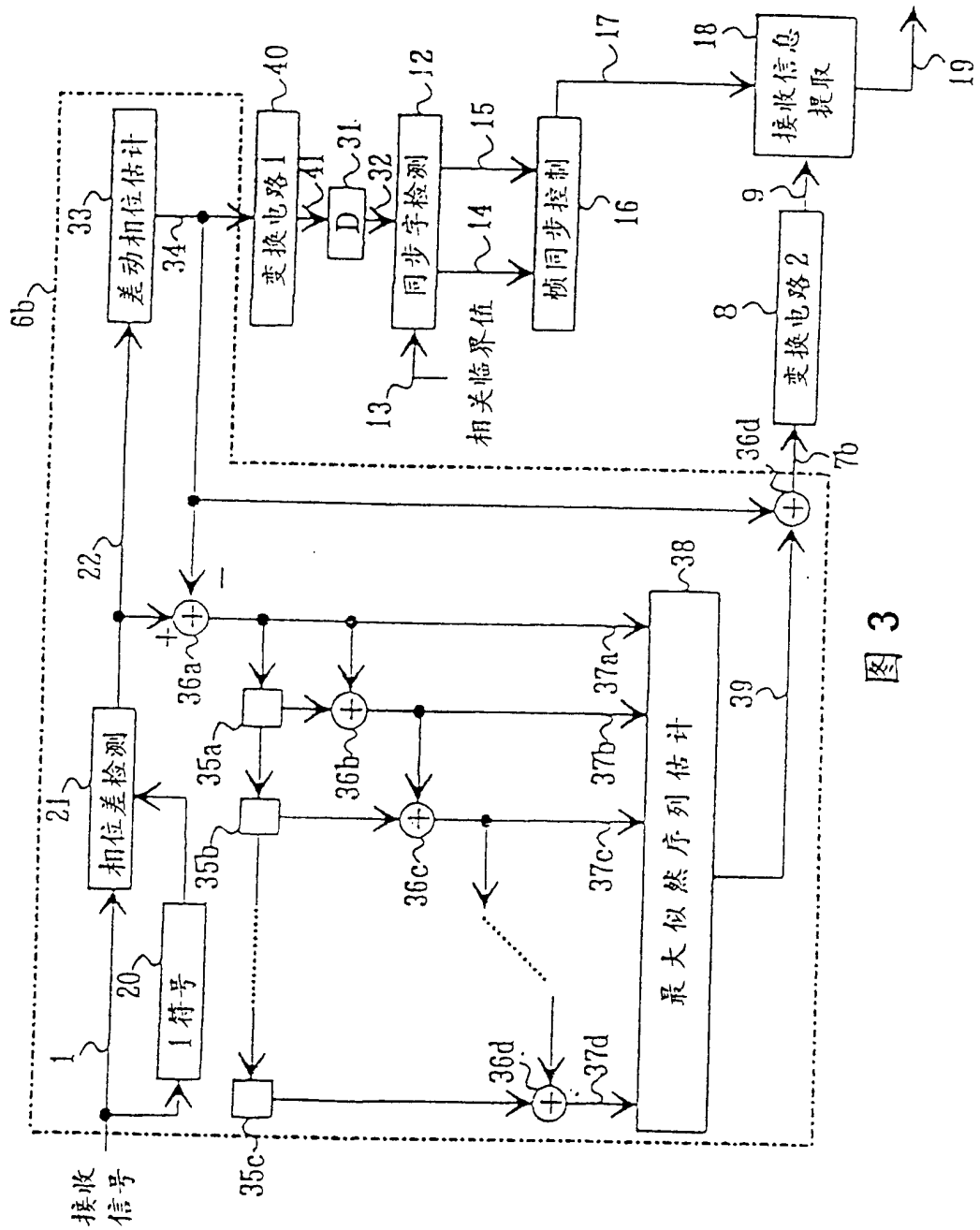


图 3

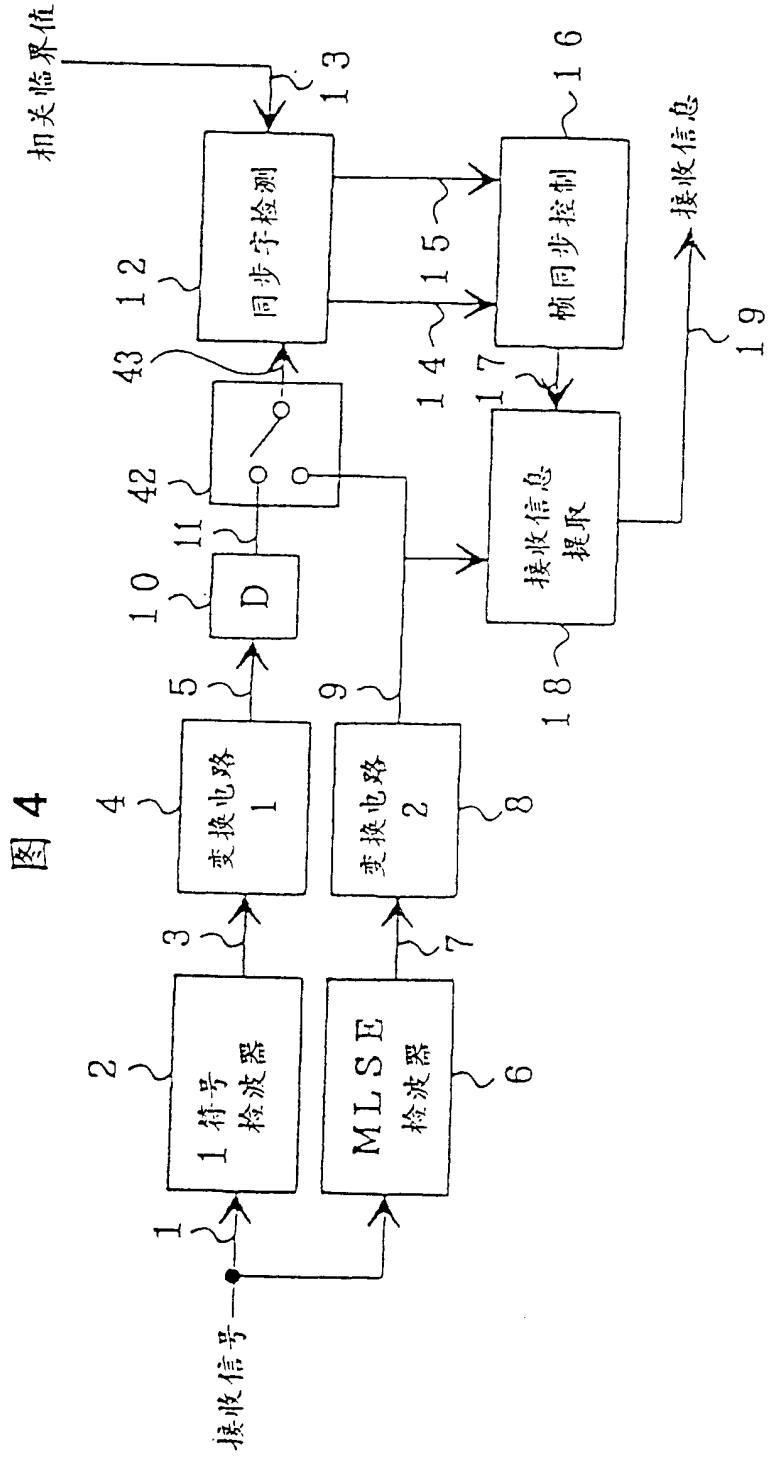


图 4

图 5

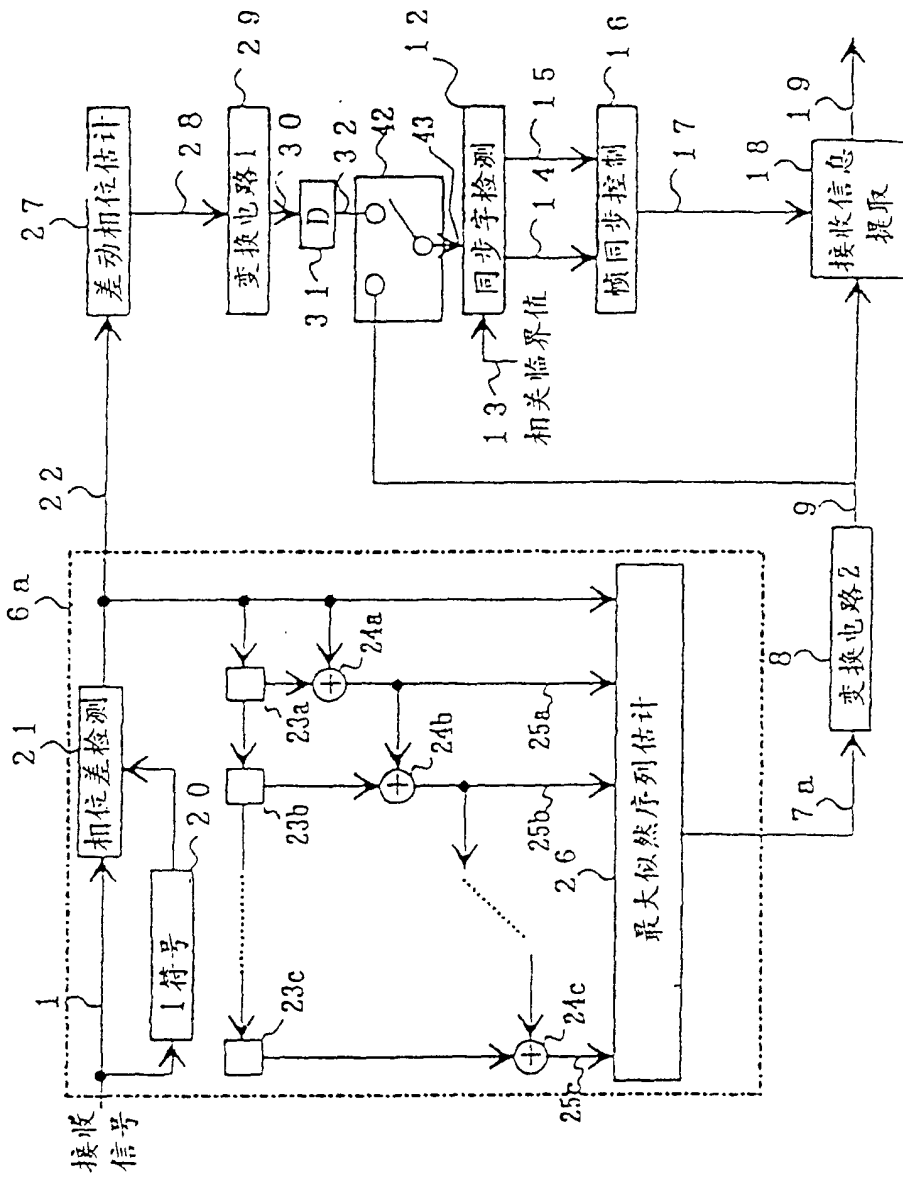


图 6

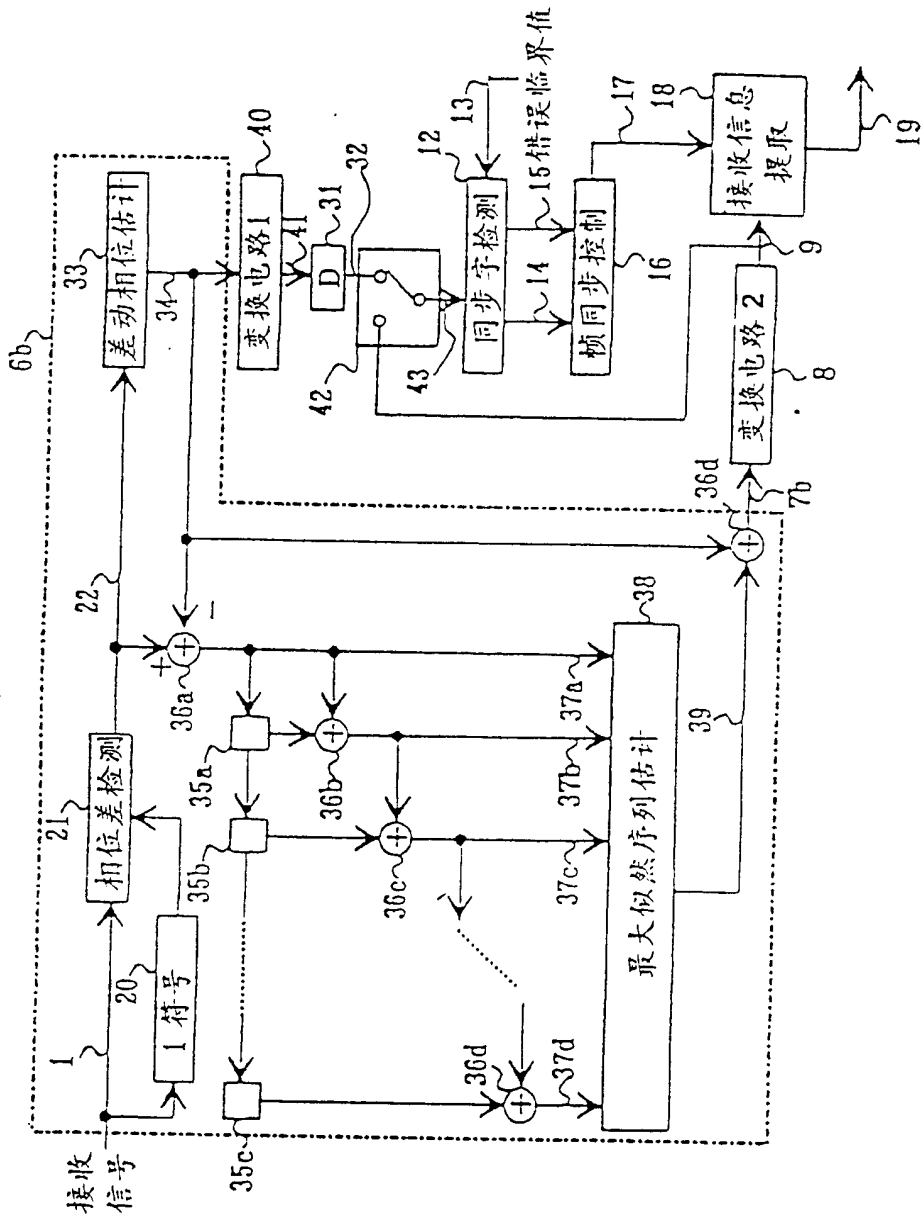
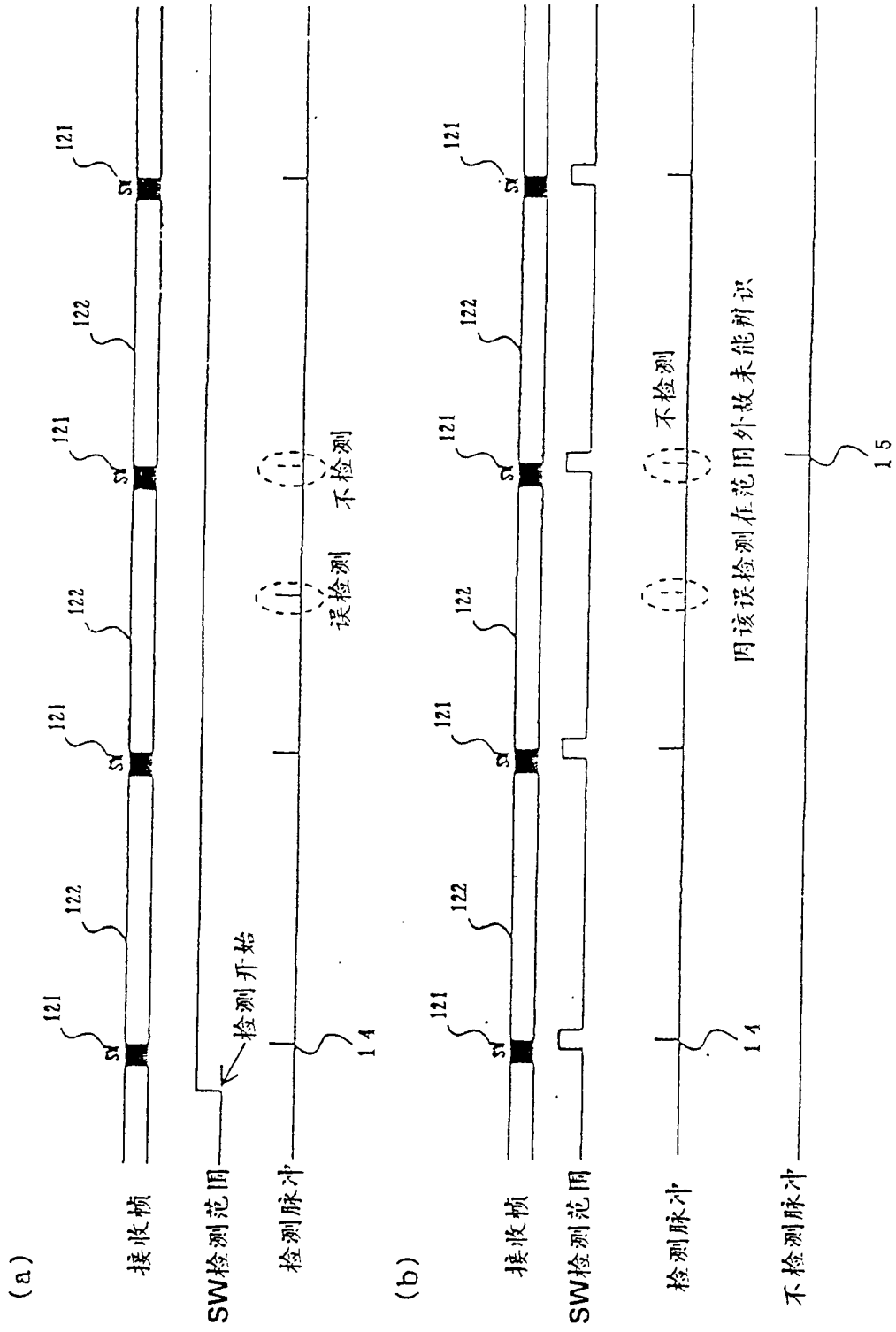


图 7



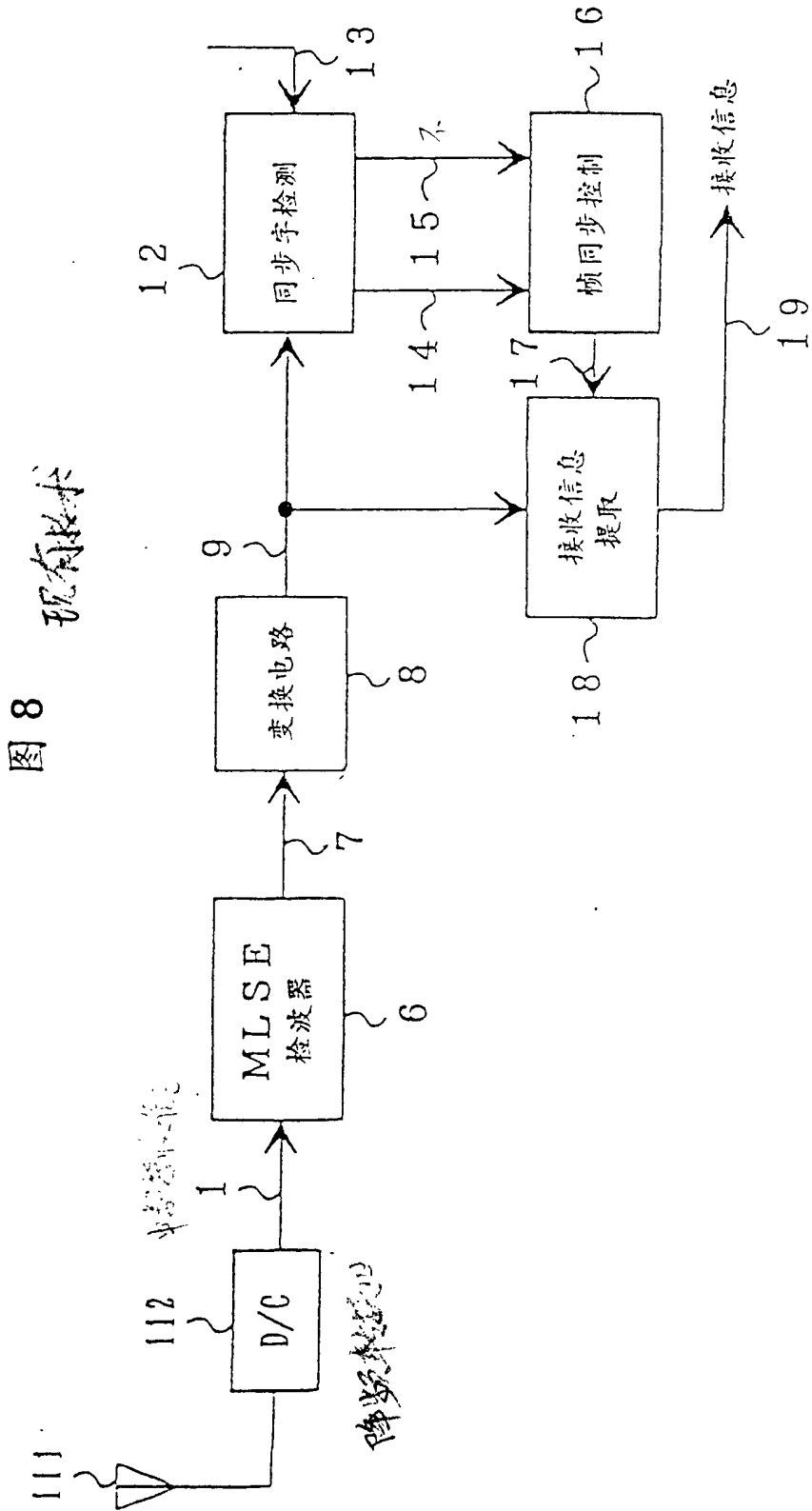


图 8 现有技术

图 9

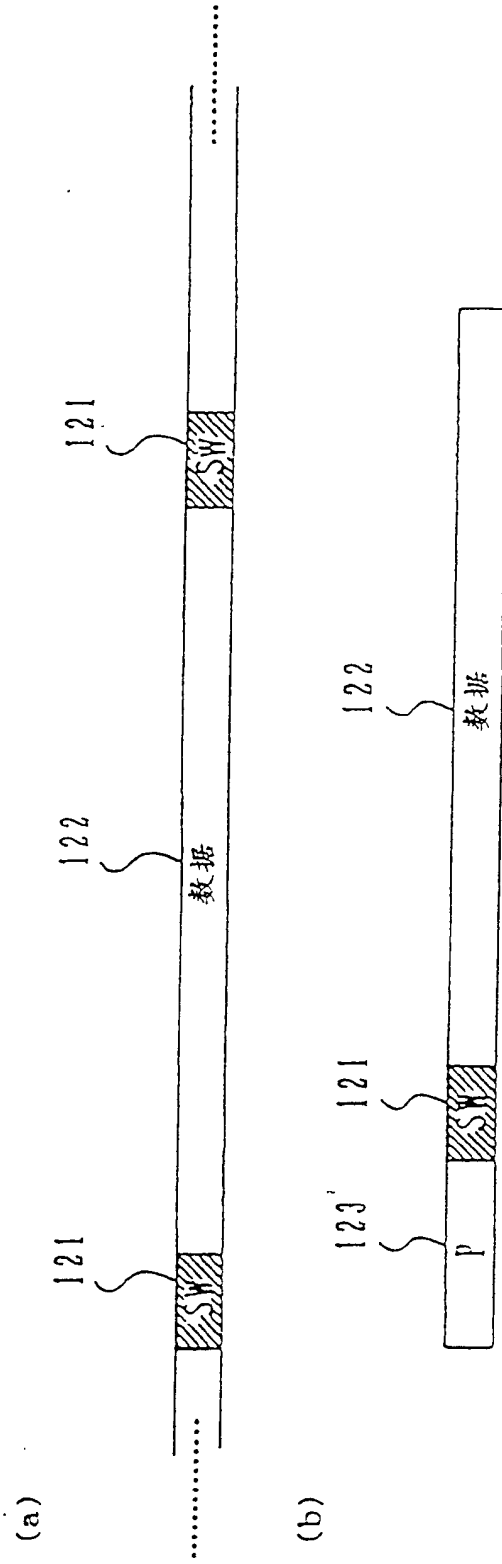


图 10

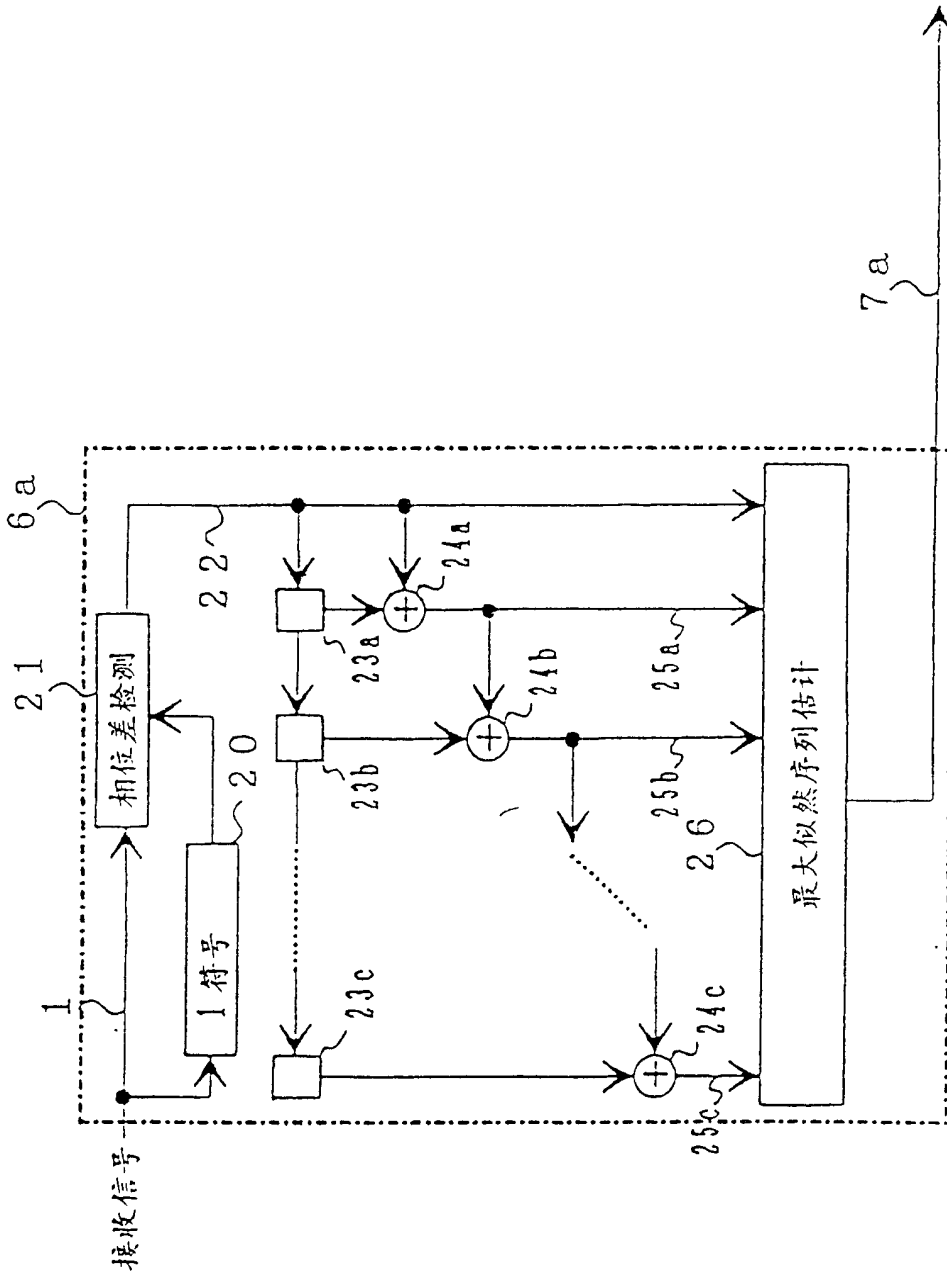


图 11 接收

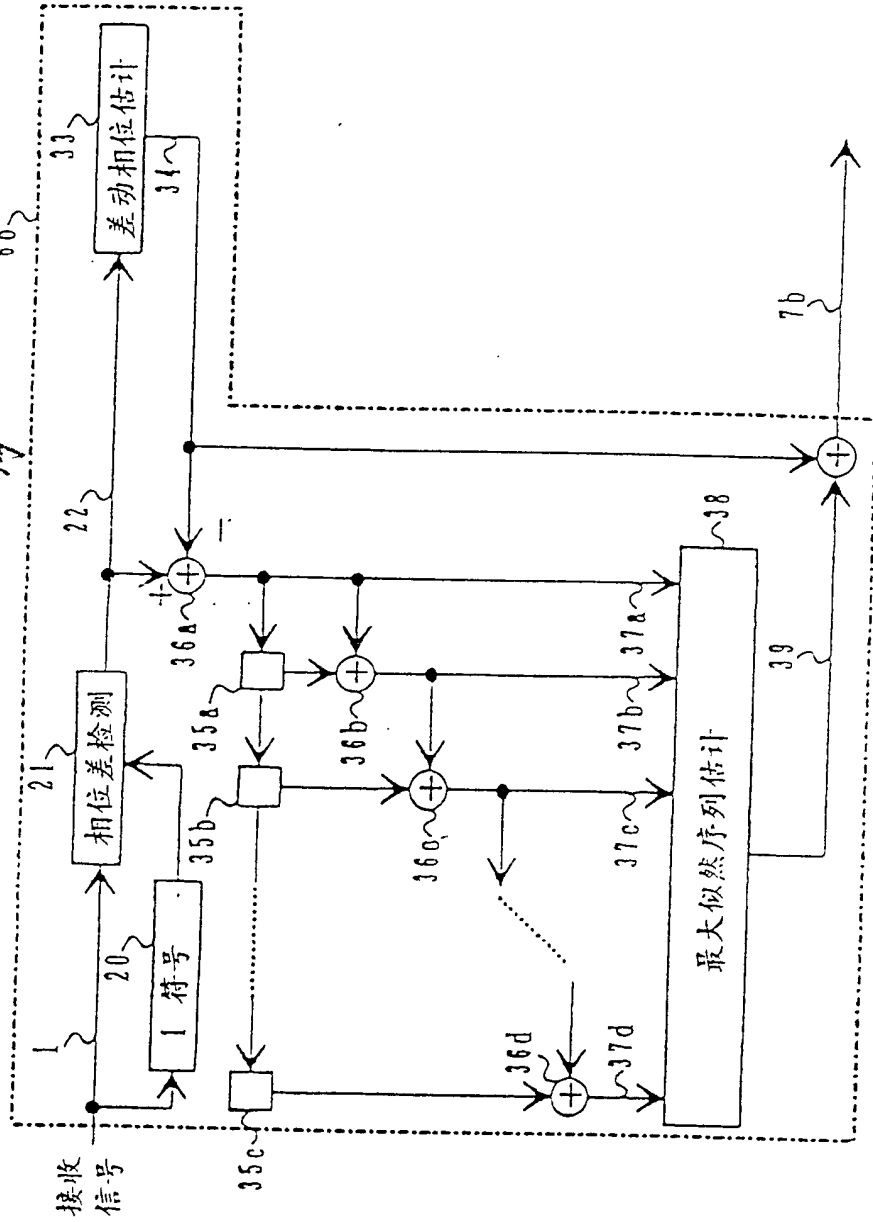


图 12

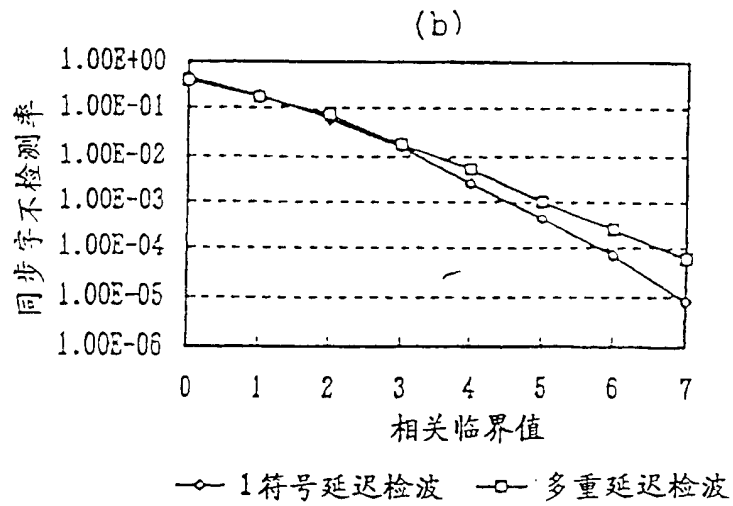
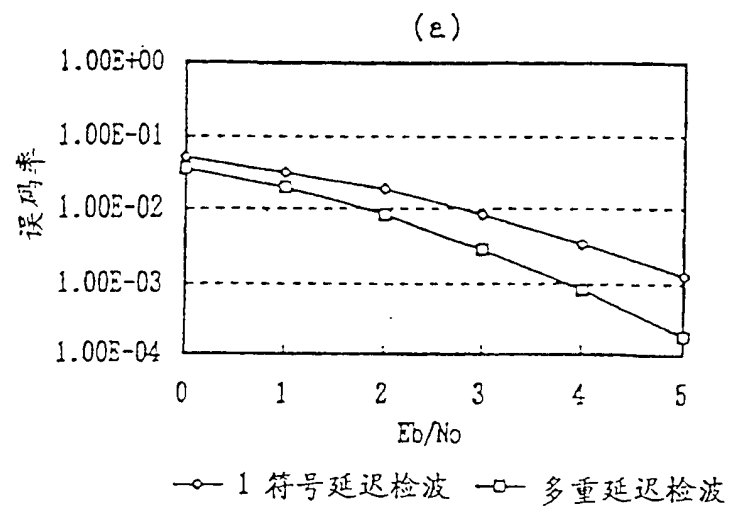


图 13

