

[19]中华人民共和国国家知识产权局

[51]Int. Cl<sup>7</sup>

H04B 7/08

# [12] 发明专利申请公开说明书

H04B 7/10 H03M 13/41

H04L 27/00 H01Q 3/26

[21] 申请号 00802541. X

[43] 公开日 2002 年 2 月 13 日

[11] 公开号 CN 1336046A

[22] 申请日 2000.7.21 [21] 申请号 00802541. X

[30] 优先权

[32]1999.11.10 [33]JP [31]320307/1999

[86] 国际申请 PCT/JP00/04890 2000.7.21

[87] 国际公布 WO01/35549 日 2001.5.17

[85] 进入国家阶段日期 2001.7.4

[71] 申请人 三菱电机株式会社

地址 日本东京都

[72] 发明人 打木达也 小岛年春

[74] 专利代理机构 中国专利代理(香港)有限公司

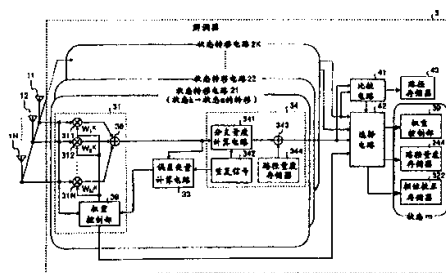
代理人 程天正 王忠忠

权利要求书 3 页 说明书 24 页 附图页数 20 页

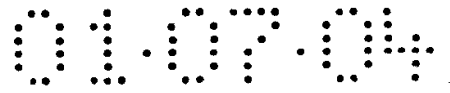
[54] 发明名称 自适应阵列通信系统和接收机

[57] 摘要

包括:在维特比译码的每一个状态下,通过对从多个天线来的接收信号乘以在每一个状态下都不同的复数权重来进行加权处理并进行合成的自适应控制部(31)、计算出与向所需状态转移对应的量度的译码部(34)和算出用来求在每一个状态下都不同的复数权重的误差矢量的误差矢量计算电路(33)。



ISSN 1008-4274



## 权 利 要 求 书

1. 一种自适应阵列通信系统，包括用规定的调制方式调制编码后的信息数据的发射机和通过对从发射机来的接收信号进行已知的维特比译码来选择最似然路径的接收机，其特征在于：

5 上述接收机包括：自适应控制装置、译码装置和误差矢量计算装置，在维特比译码的每一个状态下，

上述自适应控制装置根据已知的自适应算法进行权重控制，通过对从多个天线来的接收信号乘以在每一个状态下都不同的复数权重来进行与各接收信号对应的加权处理，然后，通过合成已加权的信号进行使所需波分量最大且使干扰波分量最小的控制，

上述译码装置通过把根据上述加权、合成后的信号与作为理想的接收信号的参考信号（重复信号）的差求出的分支量度和路径量度相加，计算出与向所需状态转移对应的量度，

15 上述误差矢量计算装置根据上述加权、合成后的信号和上述参考信号，计算出用来求上述每一个状态都不同的复数权重的误差矢量，

通过自适应地控制上述多个天线的指向性，进行所需波以外的干扰波的除去处理和多个所需波的合成处理。

2. 根据权利要求 1 记载的自适应阵列通信系统，其特征在于：上述发射机的卷积编码的编码率可变。

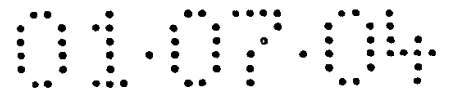
20 3. 根据权利要求 1 记载的自适应阵列通信系统，其特征在于：作为上述发射机的调制方式，使用 BPSK 或 QPSK。

4. 根据权利要求 1 记载的自适应阵列通信系统，其特征在于：作为上述规定的自适应算法，使用 LMS 算法或 RLS 算法。

25 5. 一种自适应阵列通信系统，包括用规定的调制方式调制编码后的信息数据的发射机和通过对从发射机来的接收信号进行已知的维特比译码来选择最似然路径的接收机，其特征在于：

上述接收机包括：自适应控制装置、译码装置和误差矢量计算装置，在维特比译码的每一个状态下，

30 上述自适应控制装置根据已知的自适应算法进行权重控制，通过对从多个天线来的接收信号乘以在所有状态下共同的复数权重来进行与各接收信号对应的加权处理，然后，通过合成已加权的信号进行使所需波分量最大且使干扰波分量最小的控制，



上述译码装置通过把根据上述加权、合成后的信号与作为理想的接收信号的参考信号（重复信号）的差求出的分支量度和路径量度相加，计算出与向所需状态转移对应的量度，

上述误差矢量计算装置根据上述加权、合成后的信号和上述参考信号计算出用来求在上述所有状态下共同的复数权重的误差矢量，

进而包括极大似然状态判定装置，对每一个接收机，把某特定符号定时上的极大似然状态的复数权重判定为下一个符号定时的在所有状态下共同的复数权重，

通过自适应地控制上述多个天线的指向性，进行所需波以外的干扰波的除去处理和多个所需波的合成处理。

6. 根据权利要求 5 记载的自适应阵列通信系统，其特征在于：作为上述规定的自适应算法，使用 LMS 算法或 RLS 算法。

7. 一种接收机，通过对从用规定的调制方式调制编码后的信息数据的发射机来的信号进行已知的维特比译码来选择最似然路径，其特征在于：包括：自适应控制装置、译码装置和误差矢量计算装置，在维特比译码的每一个状态下，

上述自适应控制装置根据已知的自适应算法进行权重控制，通过对从多个天线来的接收信号乘以在每一个状态下都不同的复数权重来进行与各接收信号对应的加权处理，然后，通过合成已加权的信号进行使所需波分量最大且使干扰波分量最小的控制，

上述译码装置通过把根据上述加权、合成后的信号与作为理想的接收信号的参考信号（重复信号）的差求出的分支量度和路径量度相加，计算出与向所需状态转移对应的量度，

上述误差矢量计算装置根据上述加权、合成后的信号和上述参考信号，计算出用来求在上述每一个状态下都不同的复数权重的误差矢量。

8. 根据权利要求 7 记载的接收机，其特征在于：作为上述规定的自适应算法，使用 LMS 算法或 RLS 算法。

9. 一种接收机，通过对从用规定的调制方式调制编码后的信息数据的发射机来的信号进行已知的维特比译码来选择最似然路径，其特征在于：

包括：自适应控制装置、译码装置和误差矢量计算装置，在维特

比译码的每一个状态下，

上述自适应控制装置根据已知的自适应算法进行权重控制，通过对从多个天线来的接收信号乘以在所有状态下共同的复数权重来进行与各接收信号对应的加权处理，然后，通过合成已加权的信号进行使  
5 所需波分量最大且使干扰波分量最小的控制，

上述译码装置通过把根据上述加权、合成后的信号与作为理想的接收信号的参考信号（重复信号）的差求出的分支量度和路径量度相加，计算出与向所需状态转移对应的量度，

上述误差矢量计算装置根据上述加权、合成后的信号和上述参考  
10 信号，计算出用来求在上述所有状态下共同的复数权重的误差矢量，

进而包括极大似然状态判定装置，把某特定符号定时上的极大似然状态的复数权重判定为下一个符号定时的在所有状态下共同的复数权重。

10. 根据权利要求 9 记载的接收机，其特征在于：作为上述规定的  
15 的自适应算法，使用 LMS 算法或 RLS 算法。

## 说明书

## 自适应阵列通信系统和接收机

## 技术领域

5 本发明涉及使用自适应阵列技术消除不需要的信号的自适应阵列通信系统，详细地说，涉及通过高效率地消除陆上移动通信等衰落环境下的干扰以便改善解调特性的自适应阵列通信系统和接收机。

## 背景技术

10 下面，说明现有的自适应阵列通信系统。例如，对现有的使用了作为提高接收机的误码率特性的技术之一的自适应阵列天线技术的自适应阵列通信系统进行说明。

作为与现有的自适应阵列通信系统有关的技术，例如有电子信息通信学会杂志记载的“自适应阵列和移动通信”（大钟、小川著，'98. 11 ~ '99. 3）。此外，自适应算法本身在文献‘自适应滤波器入门’（S. Haykin 著，武部 干译，现代工学社，1994 年 3 月 10 日第 3 版）中作了详细叙述。

20 例如，在便携式电话等陆上移动体通信中，一般在每一个称作小区的区域内设置基台，该小区内存在的移动台与小区内的基台进行通信。这时，对小区内的移动台来说，从同一小区内的基台来的电波是所需波，同样，对小区内的基台来说，从同一小区内的移动台来的电波也是所需波。但是，处在与别的小区交界附近的移动台从使用同一频率的其它小区内的移动台和与该移动台进行通信的其它小区的基台受到干扰。此外，一般，因基台的发送功率比移动台的发送功率强，故在基台互相之间也受同一频率的干扰。

25 这时，在自适应阵列通信系统中，通过使用多个天线（阵列）和自适应地控制天线的方向性，进行所需波之外的干扰波的除去处理和从建筑物等反射后到来时刻不同的多个所需波的合成处理。具体地说，通过使方向性（波束）朝向所需波方向、使波束为 0 的点朝向干扰波方向从而除去干扰波，使多个波束朝向多个所需波、使延迟相等后进行合成，可以实现良好的特性。

30 图 15 是表示现有的自适应阵列通信系统的构成的图。这里，作为现有的自适应阵列通信系统的一个例子，示出使用了最小平方误差

(MSE) 基准的自适应阵列通信系统。在该自适应阵列通信系统中，对从多个天线（分支）来的接收信号使用对每一个分支都不同的系数（复数权重）进行加权后，合成信号。这时，在自适应阵列通信系统中，根据从各分支来的接收信号和合成后的信号（阵列输出），决定最佳的复数权重，使阵列输出中所需波增大，并且进一步减小非所需波。

下面，详细说明现有的自适应阵列通信系统的工作。在图 15 所示的使用了 MSE 基准的  $N$  个分支（ $N$ ：2 以上的自然数）的自适应阵列系统中，利用接收信号中包含的已知参考信号  $d_i$  决定最佳复数权重  $W_j$ 。首先，在乘法器中，使每一个分支的输入  $X_{j,i}$ （ $j$  是分支序号， $j=1\sim N$ ， $i$  是表示符号定时的整数）与从自适应控制部 181 输出的复数权重  $W_j$  相乘。接着，将已与复数权重  $W_j$  相乘的信号输入到加法器 182 进行相加（合成），求出阵列输出  $y_i$ 。即，

$$y_i = \sum_{j=1}^N W_j X_{j,i} \quad \dots \quad (1)$$

成立。

然后，阵列输出  $y_i$  输入到未图示的解调部，同时，输入到加法器 183，与已知的参考信号  $d_i$  进行比较，其结果是，从加法器 183 输出误差信号  $\varepsilon_i$ 。即，

$$\varepsilon_i = d_i - y_i \quad (2)$$

成立。

从加法器 183 输出的误差信号  $\varepsilon_i$  然后输入到自适应控制部 181。在自适应控制部 181 中，根据自适应算法，使用误差信号  $\varepsilon_i$  控制复数权重  $W_j$ 。例如，当使用 LMS（最小均方）算法作为自适应算法时，利用下式变更（控制）复数权重。

$$W_{j,i+1} = W_{j,i} + 2 \mu X_{j,i}^* \varepsilon_i \dots \quad (3)$$

再有， $w_{j,i}$  表示包含符号定时的复数权重  $w_j$ 。以下，\*表示共轭复数。

利用上述 (1)、(2)、(3) 式，可以将复数权重  $w_j$  控制到最佳值，使阵列输出  $y_i$  中的所需波最大而干扰波最小。此外，由此，因可以对已控制成最佳值后的信号进行解调，故在自适应阵列通信系统中，可以改善阵列输出  $y_i$  中的误码率特性。因此，例如，当把图 15 所示的自适应阵列通信系统应用于图 16 所示那样的使用卷积编码/维特比译码的系统中时，因改善了阵列输出  $y_i$  中的误码率特性，故可以改善维特比译码器的译码输出中的误码率特性。

此外，作为与上述不同的现有的自适应阵列通信系统，例如有利用了判定反馈环路的自适应阵列通信系统。图 17 是表示利用了判定反馈环路的现有的自适应阵列通信系统的构成的图。这是利用已知参考信号  $d_i$  以外的数据，使用自适应算法对复数权重  $w_j$  进行更新的方法。再有，对与上述图 15 的构成相同的构成添加相同的符号并省略其说明。在该自适应阵列通信系统中，例如，这是通过用判定器 191 判定阵列输出  $y_i$ ，用选择器 192 选择判定器 191 的输出  $d_i'$  作为参考信号来求出误差信号  $\epsilon_i'$  的方法。即，当使用 LMS 算法时，利用

$$w_{j,i+1} = w_{j,i} + 2 \mu x_{j,i}^* \epsilon_i' \quad \text{ただし } \epsilon_i' = d_i' - y_i \quad \dots \quad (4)$$

可以求出复数权重  $w_j$ 。由此，因可以对已控制成最佳值后的信号进行解调，故在自适应阵列通信系统中，可以改善阵列输出  $y_i$  中的误码率特性。此外，在没有参考信号  $d_i$  的期间，也可以求出误差信号  $\epsilon_i'$ ，可以使 LMS 算法以高精度进行工作。

因此，例如，当把图 17 所示的利用判定反馈环路的自适应阵列通信系统应用于图 18 所示那样的使用卷积编码/维特比译码的系统中时，例如，如图所示，因通过将维特比译码的译码结果的再编码数据作为参考信号  $d_i'$  对待将其反馈到自适应阵列可以求出误差信号  $\epsilon_i'$ ，故可进一步改善维特比译码器的译码输出中的误码率特性。

但是，在上述图 15 所示的现有的自适应阵列通信系统中，因利用 (3) 式反复进行计算直到利用自适应算法使复数权重  $w_j$  收敛到最佳

值，故必需要误差信号 $\varepsilon_i$ 。而且在使用了上述 LMS 算法的例子中，在求误差信号 $\varepsilon_i$ 时，象(2)式所示那样的已知参考信号 $d_i$ 是必要的。所以，在复数权重 $w_j$ 收敛到最佳值之前参考信号 $d_i$ 已结束的情况、即参考信号 $d_i$ 的系列长度不够的情况下，存在不能求出正确的误差信号 $\varepsilon_i$ ，复数权重 $w_j$ 不能收敛到最佳值，误码率特性变差的问题。

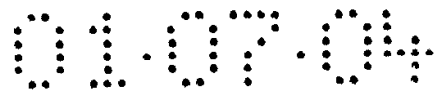
下面，使用附图具体地说明该问题。图 19 是表示复数权重随时间变化的图。例如，在 LMS 算法中，当根据参考信号 $d_i$ 与阵列输出 $y_i$ 的误差信号 $\varepsilon_i$ 将复数权重 $w_j$ 向最佳值 $w_{opt}$ 控制时，利用 LMS 算法使复数权重 $w_j$ 如图所示，逐次向最佳值 $w_{opt}$ 逼近。因此，若参考信号 $d_i$ 足够长，例如能达到图示的时刻 $t$ ，则因复数权重变成和最佳值 $w_{opt}$ 大致相等故能够实现良好的特性。但是，若参考信号 $d_i$ 短，例如在图示的时刻 $t_0$ 便结束，则因复数权重 $w_j$ 与最佳值 $w_{opt}$ 相差甚远故特性变差。

另一方面，当使用足够长的参考信号 $d_i$ 时，虽然 LMS 算法收敛可求出最佳复数权重 $w_{opt}$ ，但插入长的参考信号会带来传送效率降低的问题。

此外，即使在使用短的参考信号 $d_i$ 、LMS 算法收敛而求出了最佳复数权重的情况下，也存在着当不能忽视最佳复数权重 $w_{opt}$ 随时间的变化时，即在 1 个短脉冲串期间内复数权重 $w_{opt}$ 随时间变化时，不能得到稳定的解调特性而使特性变差的问题。该现象会因为例如干扰台或本台的移动或者因衰落而使所需波或干扰波的接收功率变动等原因而产生。

下面，使用附图具体地说明该问题。图 20 是表示复数权重 $w_j$ 随时间变化的图。例如，当假定最佳复数权重 $w_{opt}$ 在 1 个短脉冲串期间内为一定值时，复数权重 $w_j$ 因 LMS 算法而象曲线 A 那样，逐次向该最佳值 $w_{opt}$ 逼近。但是，当移动台及干扰台移动、或者因衰落而使接收功率变动、最佳值 $w_{opt}$ 在一个短脉冲串期间内象曲线 B 那样变化时，因 LMS 算法而引起的复数权重 $w_j$ 例如象曲线 C 那样变动。这时，如图所示，在 LMS 算法中，参考信号 $d_i$ 只能在时刻 $t$ 以前控制复数权重 $w_j$ 。即，在时刻 $t$ 以后，不能控制复数权重 $w_j$ ，不能逼近曲线 B 所示的最佳值 $w_{opt}$ ，所以，误码率特性变差。

因此，例如，即使对于将图 15 所示的自适应阵列通信系统应用于图 16 所示那样的使用卷积编码/维特比译码的系统的情况，也会发生



和上述同样的问题。

此外，为了解决上述问题，考虑在使用了图 17 所示的现有的自适应阵列通信系统的情况下阵列输出  $y_i$  的判定结果  $d_i'$  是错误信号的情况。例如，因当判定结果  $d_i'$  出错时从错误的判定结果得到的误差信号  $\varepsilon_i'$  也是错的，故不能得到正确的误差信号。因此，在 (4) 式所示的 LMS 算法的更新式中，存在不能正确控制复数权重  $w_j$  而使特性变差的问题。

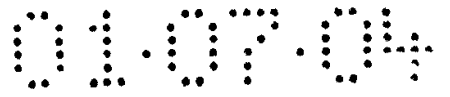
再有，例如，对于将图 17 所示的利用判定反馈环路的自适应阵列通信系统应用于图 18 所示那样的使用卷积编码/维特比译码的系统的情况，例如，如图所示，因通过把维特比译码结果的再编码数据作为参考信号  $d_i'$  对待、将其反馈到自适应阵列中可以求出误差信号  $\varepsilon_i'$ ，所以，可以降低陷于因判定结果错而引起控制出错的恶性循环的可能性，进而，可以抑制特性的变差。但是，因还已知维特比译码一般译码处理延迟大，所以，在根据图 18 所示那样的维特比译码结果的再编码数据  $d_i'$  控制复数权重  $w_j$  的方法中，与不使用前述的卷积编码/维特比译码而使用 LMS 算法的情况一样在 1 个短脉冲串期间内最佳复数权重随时间变动时，存在特性变差的问题。

此外，作为除对上述先有技术已说明过的 LMS 算法之外的可用于根据 MSE 基准的自适应阵列通信系统的自适应算法，已知例如有解正规方程式求复数权重的 SMI (取样矩阵逆转) 算法和递归求逆矩阵的 RLS (递归最小平方) 算法。但是，在 SMI 算法中，因必须进行逆矩阵运算故存在着引起电路规模明显增大的问题。此外，在 RLS 算法中，虽然不必进行逆矩阵运算，但和 LMS 算法一样，因不仅在控制复数权重时必须求出误差信号，而且还需要使用复杂的递归式，故仍然存在免不了电路规模增大的问题。

因此，本发明的目的在于提供一种自适应阵列通信系统及接收机，可以不依赖参考信号的系列长度而计算出最佳复数权重，进而，即使在因移动台及干扰台的移动或者因衰落而使接收功率变动、复数权重随时间变动的情况下，也可以实现良好的解调特性。

### 发明的公开

本发明的自适应阵列通信系统包括用规定的调制方式调制编码后的信息数据的发射机 (与后述的实施形态的卷积编码器 1、QPSK 调制



器 2 相当) 和通过对从发射机来的接收信号进行已知的维特比译码来选择最似然路径的接收机(与解调器 3 相当), 其特征在于: 上述接收机进而包括: 自适应控制装置(与自适应控制部 31 相当)、译码装置(与译码部 34 相当) 和误差矢量计算装置(与误差矢量计算电路 33 相当), 在维特比译码的每一个状态下, 上述自适应控制装置根据已知的自适应算法进行权重控制, 通过对从多个天线来的接收信号乘以在每一个状态下都不同的复数权重来进行与各接收信号对应的加权处理, 然后, 通过合成已加权的信号进行使所需波分量最大且使干扰波分量最小的控制, 上述译码装置通过把根据上述加权、合成后的信号与作为理想的接收信号的参考信号(与重复信号相当) 的差求出的分支量度和路径量度相加, 计算出与向所需状态转移对应的量度, 上述误差矢量计算装置根据上述加权、合成后的信号和上述参考信号, 计算出用来求在上述每一个状态下都不同的复数权重的误差矢量, 通过自适应地控制上述多个天线的指向性进行所需波以外的干扰波的消除处理和多个所需波的合成处理。

按照该发明, 包括自适应控制装置, 在每一个状态下通过进行供给最佳复数权重的权重控制, 使加权/合成后的所需波分量最大且使干扰波分量最小, 在维特比译码的每一个状态下进行自适应阵列控制。此外, 即使复数权重在 1 个短脉冲串期间内随时间变动也可容易地进行跟踪。

下一个发明的自适应阵列通信系统的特征在于: 上述发射机的卷积编码的编码率可变(与卷积编码器 4 相当)。

按照该发明, 例如, 通过使用收缩码将编码率提高到  $(n-1)/n$  来提高传送效率。此外, 通过将编码率设为  $1/n$  来提高纠错能力。

下一个发明的自适应阵列通信系统的特征在于: 作为上述发射机的调制方式, 使用 BPSK(与 BPSK 调制器 6 相当) 或 QPSK(与 QPSK 调制器 2 相当)。

按照该发明, 通过使用 QPSK 调制方式, 即使在严酷的环境下也能得到良好的特性。此外, 通过使用 BPSK 调制方式, 可以使映射简单化。

下一个发明的自适应阵列通信系统包括用规定的调制方式调制编码后的信息数据的发射机和通过对从发射机来的接收信号进行已知

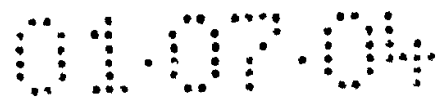
的维特比译码来选择最似然路径的接收机（与解调器 8 相当），其特征  
 在于：上述接收机进而包括：自适应控制装置、译码装置和误差矢量  
 计算装置，在维特比译码的每一个状态下，上述自适应控制装置根据  
 已知的自适应算法进行权重控制，通过对从多个天线来的接收信号乘  
 以在所有状态下共同的复数权重来进行与各接收信号对应的加权处  
 理，然后，通过合成已加权的信号进行使所需波分量最大且使干扰波  
 分量最小的控制，上述译码装置通过把根据上述加权、合成后的信号  
 与作为理想的接收信号的参考信号（重复信号）的差求出的分支量度  
 和路径量度相加，计算出与向所需状态转移对应的量度，上述误差矢  
 量计算装置根据上述加权、合成后的信号和上述参考信号，计算出用  
 来求在上述所有状态下共同的复数权重的误差矢量，进而包括极大似  
 然状态判定装置（与极大似然判定电路 52 相当），对每一个接收机，  
 把某特定符号定时上的极大似然状态的复数权重判定为下一个符号定  
 时的在所有状态下共同的复数权重，通过自适应地控制上述多个天线  
 的指向性，进行所需波以外的干扰波的消除处理和多个所需波的合成  
 处理。

按照该发明，把某特定符号定时的极大似然状态的复数权重判定  
 为下一个符号定时的在所有状态下共同的复数权重。

下一个发明的自适应阵列通信系统的特征在于：作为上述规定的  
 自适应算法，使用 LMS 算法或 RLS 算法。

按照该发明，作为自适应算法，例如，当使用 LMS 算法时，可以  
 减小运算量。另一方面，当使用 RLS 算法时，虽然运算量需要比 LMS  
 算法大，但复数权重的收敛可能快一些。

下一个发明的接收机的特征在于：作为通过对从用规定的调制方  
 式调制编码后的信息数据的发射机来的信号进行已知的维特比译码来  
 选择最似然路径的结构，该接收机包括：自适应控制装置、译码装置  
 和误差矢量计算装置，在维特比译码的每一个状态下，上述自适应控  
 制装置根据已知的自适应算法进行权重控制，通过对从多个天线来的  
 接收信号乘以在每一个状态下都不同的复数权重来进行与各接收信号  
 对应的加权处理，然后，通过合成已加权的信号进行使所需波分量最  
 大且使干扰波分量最小的控制，上述译码装置通过把根据上述加权、  
 合成后的信号与作为理想的接收信号的参考信号（重复信号）的差求



出的分支量度和路径量度相加，计算出与向所需状态转移对应的量度，上述误差矢量计算装置根据上述加权、合成后的信号和上述参考信号，计算出用来求在上述每一个状态下都不同的复数权重的误差矢量。

5 按照该发明，包括自适应控制装置，在每一个状态下通过进行供给最佳复数权重的权重控制，使加权/合成后的所需波分量最大且使干扰波分量最小，在维特比译码的每一个状态下进行自适应阵列控制。此外，即使复数权重在 1 个短脉冲串期间内随时间变动也可容易地进行跟踪。

下一个发明的接收机的特征在于：作为通过对从用规定的调制方式调制编码后的信息数据的发射机来的信号进行已知的维特比译码来选择最似然路径的结构，包括：自适应控制装置、译码装置和误差矢量计算装置，在维特比译码的每一个状态下，上述自适应控制装置根据已知的自适应算法进行权重控制，通过对从多个天线来的接收信号乘以在所有状态下共同的复数权重来进行与各接收信号对应的加权处理，然后，通过合成已加权的信号进行使所需波分量最大且使干扰波分量最小的控制，上述译码装置通过把根据上述加权、合成后的信号与作为理想的接收信号的参考信号（重复信号）的差求出的分支量度和路径量度相加，计算出与向所需状态转移对应的量度，上述误差矢量计算装置根据上述加权、合成后的信号和上述参考信号，计算出用来求在上述所有状态下共同的复数权重的误差矢量，进而包括极大似然状态判定装置，用于把某特定符号定时的极大似然状态的复数权重判定为下一个符号定时的在所有状态下共同的复数权重。

按照该发明，把某特定符号定时的极大似然状态的复数权重判定为下一个符号定时的在所有状态下共同的复数权重。

25 下一个发明的接收机的特征在于：作为上述规定的自适应算法，使用 LMS 算法或 RLS 算法。

按照该发明，作为自适应算法，当例如使用 LMS 算法时，可以减小运算量。另一方面，当使用 RLS 算法时，虽然运算量需要比 LMS 算法大，但复数权重的收敛可能快一些。

30 附图的简单说明

图 1 是表示本发明的自适应阵列通信系统的实施形态 1 的构成的图。

图 2 是表示一例解调器 3 的构成的图。

图 3 是表示使用了现有的同步检波电路和维特比译码器的一例接收机的构成的图。

图 4 是表示利用同步检波电路 101 进行的符号判定的图。

5 图 5 是表示一例同步检波电路 101 的构成的图。

图 6 是表示一例载波再生电路 122 的构成的图。

图 7 是用来说明再生载波相位的不确定性的图。

图 8 是表示一例维特比译码器 102 的构成的图。

10 图 9 是表示使用了已融合同步检波功能的维特比译码器的接收机的构成的图。

图 10 是表示本发明的自适应阵列通信系统的实施形态 2 的构成的图。

图 11 是表示本发明的自适应阵列通信系统的实施形态 3 的构成的图。

15 图 12 是表示本发明的自适应阵列通信系统的实施形态 4 的构成的图。

图 13 是表示极大似然判定电路 52 的构成的图。

图 14 是表示数字调制的信号点配置的一个例子的图。

图 15 是表示现有的自适应阵列通信系统的构成的图。

20 图 16 是表示把图 15 所示的自适应阵列通信系统应用于使用了维特比译码的系统时的构成的图。

图 17 是表示利用了判定反馈环路的现有的自适应阵列通信系统的构成的图。

25 图 18 是表示把图 17 所示的利用了判定反馈环路的自适应阵列通信系统应用于使用了维特比译码的系统时的构成的图。

图 19 是示出了复数权重随时间变化的图。

图 20 是示出了复数权重随时间变化的图。

用于实施发明的最佳形态

30 下面，根据附图详细地说明本发明的自适应阵列通信系统的实施形态。再有，本发明不限于该实施形态。

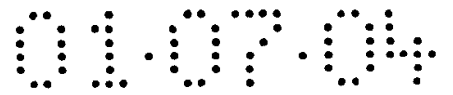
图 1 是表示本发明的自适应阵列通信系统的实施形态 1 的构成的图。在图 1 中，1 是对声音或图像等数据进行卷积编码的发射机中的卷

积编码器，102 是对卷积编码后的数据进行 QPSK 调制的 QPSK 调制器，11、12、…1N 是接收从发射机来的信号的接收机中的 N 分支的天线，3 是解调接收信号的解调器。以下，在本实施形态中，使用四相相移键控（QPSK）调制方式进行说明。

5        在图 1 中，利用发射机中的声音编码器等（未图示）把声音、图像等数据变换成数字信号，成为应发送的数据系列。在接受了该数据系列的发射机的卷积编码器 1 中，对数据系列以  $R=1/2$  的编码率进行卷积编码。而且，在卷积编码器 1 中，输出同相系列  $\{P_i\}$  和正交系列  $\{q_i\}$  ( $i$  是表示符号定时的下标)，然后，在接受了该输出信号的 QPSK  
10 调制器 2 中，对该两个系列进行 QPSK 调制，将用高频放大器等（未图示）进行了功率放大的信号作为发送信号输出。另一方面，从发射机来的信号由具有 N 个（N 是整数）分支天线 11、12、…1N 的接收机接收，再用高频放大器等（未图示）进行功率放大后输入解调器 3，然后，在解调器 3 中对已接受的接收信号进行解调处理。

15        下面，说明接收机中的解调器 3 的工作。图 2 是表示一例解调器 3 的构成的图。在图 2 中，21、22、…2K 是状态转移电路，41 是比较各状态转移电路的输出的比较电路，42 是根据比较结果选择规定的值选择电路，43 是存储残存的路径的路径存储器。在这样构成的接收机中，从 N 个分支天线 11~1N 输入的 N 个接收信号系列输入到解调器 3 进行  
20 解调。

此外，在上述状态转移电路 21、22、…2K 中，31 是自适应控制部，33 是将加权、合成后的接收信号与参考信号（重复信号）进行比较来计算误差矢量的误差矢量计算电路，34 是译码部。这样，在解调器 3 中，并列存在着和维特比译码的状态数 K（整数）相同个数的状态转移  
25 电路 21~2K。此外，在上述自适应控制部 31 中，311、312、…31N 是通过与复数权重相乘来对接收信号进行加权的乘法器，38 是合成已加权的接收信号的合成部，39 是根据自适应算法输出复数权重的权重控制部，在上述译码部 34 中，341 是使用加权、合成后的接收信号和参考信号计算分支量度的分支量度计算电路，342 是输出重复信号的重复  
30 信号输出电路，343 是把分支量度与路径量度相加的加法器，344 是存储路径量度的路径量度存储器。再有，在本实施形态中，为说明方便起见，对使用状态转移电路 21 从状态 K 转移到状态 m 进行说明，但对



其它的状态转移，工作也是一样的。

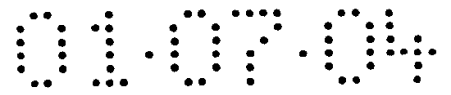
这里，说明使用了维特比译码器的一般接收机的基本工作。例如，文献“具有相位跟踪功能的维特比解调方式”（芹泽，浅川、村上著，电子信息通信学会论文集 B-II，vol. J77-B-II No. 12 pp. 767-779 1994 年 12 月）中记载了使维特比译码器融合同步检波功能来改善特性的接收机的研讨例子。

图 3 是表示使用了同步检波电路和维特比译码器的一例接收机的构成的图。在该接收机中，用同步检波电路 101 对接收信号进行同步检波，然后，同步检波电路 101 根据该接收信号产生相位同步的再生载波。而且，在同步检波电路 101 中，根据再生载波和接收信号的相位差来判定信号的符号。

图 4 是表示利用同步检波电路 101 进行的符号判定的图。这里，例如，示出使用 2 相移相键控 (BPSK) 调制方式的情况。在 BPSK 调制中，若再生载波和接收信号的相位差的绝对值例如在  $\pi/2$  以下，则判定接收信号的符号为 0，另一方面，若在  $\pi/2$  以上，则判定为 1。具体地说，若再生载波和接收信号的相位完全同步，则因点 A' 如图 4 (a) 所示进入网格部分，故在同步检波电路 101 中，可以正确地判定该接收信号为 0，不会引起误码率特性的变差。另一方面，在移动体通信的传输线路环境中，由于因衰落等原因产生的相位变动的的影响，一般来说，有时再生载波与接收信号的载波的相位不完全同步，所以，上述点 A' 如图 4 (b) 所示进不了网格部分，点 A' 的符号被错判为 1，接收机的误码率特性变差。

图 5 是表示一例同步检波电路 101 的构成的图。在图 5 中，121 是乘法器，122 是载波再生电路。输入到同步检波电路 101 的接收信号输入到载波再生电路 122，在此生成再生载波。此外，该接收信号同时输入乘法器 121，由载波再生电路 122 输出的再生载波进行同步检波。

图 6 是表示一例载波再生电路 122 的构成的图。在图 6 中，131 是 2 倍频器，135 是用乘法器 132、环路滤波器 133 和压控振荡器 134 构成的 PLL 电路，136 是 2 分频器。首先，输入到载波再生电路 122 的接收信号在 2 倍频器 131 中进行 2 倍频。通过使接收信号 2 倍频，可以得到固定的相位而与调制分量无关。即，在 BPSK 中，若符号为 0，则信号相位为 0，若符号为 1，则信号相位为  $\pi$ ，所以，通过 2 倍频这些

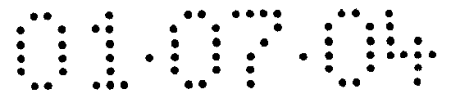


信号相位分别是  $0, 2\pi$ , 相位一致。其次, 2 倍频器 131 的输出输入到 PLL 电路 135。在该 PLL 电路 135 中, 因生成与发送载波相位同步的 SN 比 (信噪比) 高的信号, 故最后在 2 分频器 136, 通过将接受的信号 2 分频来输出再生载波。

5 再有, 在上述同步检波电路 101 中, 存在 2 倍频引起的相位不定性的问题。图 7 是用来说明再生载波的相位不确定性的图。例如, 在存在噪声的状态下, 若同步检波电路 101 的判定值是 0, 则接收信号分布在图 7 (a) 的 A 范围内, 若是 1, 则分布在 B 的范围内。在该状态下, 若将接收信号 2 倍频, 则 2 倍频器 131 的输出如图 7 (b) 的 C 所示。进而, 若将其输入到 PLL 电路 135 中, 提高其 SN 比, 则 PLL 电路 135 的输出如图 7 (c) 的 C' 那样因噪声而分布范围变窄。最后, 若利用 2 分频器 136 对 PLL 电路 135 的输出进行 2 分频, 则再生载波变成图 7 (d) 所示的 A'、B' 这二个状态。即, 再生载波具有 2 个稳定点, 进而, 存在  $180^\circ$  的相位不确定性, 由此, 使误码率特性变差。

15 因此, 同步检波电路 101 的输出输入到维特比译码器 102 中。图 8 是表示一例维特比译码器 102 的构成的图。再有, 再这里, 只说明维特比译码器从 K 状态转移到 m 状态的情况, 但对其它的状态转移的工作也是一样的。例如, 若在某符号定时输入接收信号, 则在维特比译码器 102 中, 通过将接收信号与重复信号比较来求出分支量度。在此, 当发送侧的卷积编码器从状态 k 转移到状态 m 时, 从该编码器输出的信号是理想的重复信号 (已知信号)。因此, 在没有噪声和衰落的条件下, 接收信号和重复信号是同一信号, 利用重复信号和接收信号的一致程度, 可以决定从状态 K 到状态 m 的分支似然性。

20 得到的分支量度与存储在状态 k 的路径量度存储器 151 中的路径量度相加。再有, 状态 k 的路径量度是表示包含过去的转移的状态 k 的似然性的值。因此, 通过将分支量度加在状态 k 中的路径量度上, 可以求出包含过去的转移的从状态 k 到状态 m 的路径的似然性。而且, 相加后的量度输入到比较选择电路 152, 在比较选择电路 152 中, 进行与其它状态转移中的量度的比较/选择有关的运算, 其结果, 决定将更似然路径作为下一个符号定时的状态 m 的残存路径。例如, 当更似然路径被选定为从状态 k 到状态 m 的转移时, 将该量度存储在状态 m 的路径量度存储器 153 中, 进而, 将与路径有关的过去的状态转移存储



在路径存储器 154 中。

通过对所有的符号定时进行这样的工作，在维特比译码器 102 中，最终选择出最似然状态和从最似然状态追溯到过去的最似然路径。

图 9 是表示使用了已融合同步检波功能的维特比译码器的接收机的构成的图，详细地说，是维特比译码器 161 的一例构成的图。在图 9 中，不用同步检波电路检波接收信号，而通过输入到维特比译码器 161 来得到解调结果。例如，该图 9 的维特比译码器 161 相对图 3 所示的维特比译码器 102 的各状态，对应地附加了不同的相位校正量。而且，对输入的接收信号，对每一个状态进行相位校正。该相位校正相当于同步检波。然后，对相位校正后的接收信号进行维特比译码，进行沿更似然路径的路径量度的更新，同时，也进行相位校正量的更新。通过该方法，可以避免上述同步检波电路 101 中的因 2 倍频而引起的相位不确定性，即使在极低的 SN 比（信噪比：信号功率与噪声功率的比）的条件下，也能够进行稳定的解调。

其次，说明维特比译码器 161 的工作。再有，对于和前述图 8 同样的构成添加同一符号并省略其工作的说明。在状态  $k$  下，首先，输入信号以在每一个状态下都不同的相位校正量接受相位校正。例如，当设相位校正量为  $\phi_i^k$  时，输入信号与  $\exp(-j\phi_i^k)$  相乘。其次，使用相位校正后的信号和重复信号，和前述一样求出与从状态  $k$  向状态  $m$  转移对应的分支量度，然后，在比较选择电路 152 中，使用路径量度和分支量度相加后的量度，进行与其它状态转移中的量度的比较/选择处理，并将其结果存储在状态  $m$  的路径量度存储器 153 和路径存储器 154 中。再有，在生分量支量度的同时，在接受了已相位校正的接收信号的相位误差计算电路 171 中，进行与重复信号的相位比较，并求出相位误差  $\theta_i^k$ 。这时，因重复信号是理想的接收信号，故通过将接收信号与重复信号进行相位比较，可以求出同步检波中的相位误差而不用除去调制分量。然后，在相位误差  $\theta_i^k$  与增益  $\alpha$  相乘后，与状态  $k$  下的相位校正量  $\phi_i^k$  相加，求出状态  $m$  下的候选相位校正量。即，

$$\phi_{i,i+1}^{k \rightarrow m} = \phi_i^k + \alpha \theta_i^k \quad \dots \dots (5)$$

30

成立。

状态  $m$  下的候选相位校正量和量度一起输入到比较选择电路 152，选择量度值大的相位校正量作为状态  $m$  下的相位校正量。按照该工作，可以对量度值大并沿着更似然路径的相位校正量进行更新，将状态  $m$  下的相位误差  $\phi_{i+1}^m$  存储在相位误差存储器 172 中。由此，可以避免前述倍频的影响，可以期待改善误码率特性。

其次，根据图 2 详细说明本实施形态的接收机的解调器 3 的工作。首先，输入到解调器 3 的  $N$  个接收信号系列由自适应控制部 31 接受，并输入到  $N$  个乘法器 311 ~ 31N 中。而且，将从权重控制部 39 输出的在每一个状态下都不同的复数权重  $w_{j,i}^k$  ( $k$  (1 ~  $k$ ) 表示状态， $j$  (1 ~  $N$ ) 表示信号的输入天线分支) 输入到乘法器 311 ~ 31N 中，在此，进行接收信号的加权。该加权的执行使加权/合成后的信号中所需波分量最大且使干扰波分量最小。然后，已加权的  $N$  个接收信号在合成部 38 中合成。例如，设输入到乘法器 311 ~ 31N 的接收信号为  $x_{j,i}$ ，合成部 38 的输出为  $r_i^k$ ，则下式成立。

$$r_i^k = \sum_{j=1}^N w_{j,i}^k x_{j,i} \quad \dots \dots (6)$$

这样，由自适应控制部 31 进行的加权相加如上述 (6) 式所示，是和先有技术中说明过的自适应阵列通信系统相同的的加权相加，但在本实施形态中，该加权相加是在所有状态下分别进行的。

其次，合成部 38 的输出  $r_i^k$  由译码部 34 接受，在此，输入到分支量度计算电路 341，求出分支量度  $B_{i,i+1}^{k \rightarrow m}$ 。例如，若设重复信号为  $a_i^k$ ，则分支量度  $B_{i,i+1}^{k \rightarrow m}$  可由下式求出。

$$B_{i,i+1}^{k \rightarrow m} = | a_i^k - r_i^k |^2 \quad \dots \dots (7)$$

而且，从分支计算电路 341 输出的分支量度  $B_{i,i+1}^{k \rightarrow m}$  输入到加法器 343，在此，与从路径量度存储器 344 输出的在状态  $k$  下的路径量度

$p_i^k$  相加。即，从加法器 343 输出的量度  $M_{i, i+1}^{k \rightarrow m}$  可由下式求出。

$$M_{i, i+1}^{k \rightarrow m} = P_i^k + B_{i, i+1}^{k \rightarrow m} \quad \dots \quad (8)$$

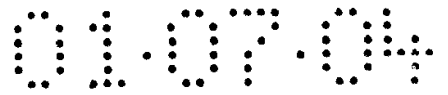
其次，与从加法器 343 输出的状态  $k$  到状态  $m$  的转移对应的量度  $M_{i, i+1}^{k \rightarrow m}$  输入到选择电路 42，同时，向比较电路 41 输入。在比较电路 41 中，将与从状态  $k$  到状态  $m$  的转移对应的量度  $M_{i, i+1}^{k \rightarrow m}$  和与从其它状态到状态  $m$  的转移对应的量度进行比较，把表示量度大的路径、即更似然路径的信号输出给选择电路 42。例如，当与从状态  $k$  到状态  $m$  的转移对应的量度  $M_{i, i+1}^{k \rightarrow m}$  大于与从其它状态到状态  $m$  的转移对应的量度时，比较电路 41 向选择电路 42 输出 0，反之，则输出 1。再有，在以后的说明中，假定与从状态  $k$  到状态  $m$  的转移对应的量度  $M_{i, i+1}^{k \rightarrow m}$  大于与从其它状态到状态  $m$  的转移对应的量度。

最后，在比较电路 41 中，把更似然路径的转移前的状态、即状态  $k$  存储到状态  $m$  下的路径存储器 43 中，进而，在选择电路 42 中，根据比较电路 41 的比较结果，把与从状态  $k$  到状态  $m$  的转移对应的量度  $M_{i, i+1}^{k \rightarrow m}$  存储到状态  $m$  的路径量度存储器 344 中。

再有，合成部 38 的输出  $r_i^k$  在输入到分支量度计算电路 341 的同时，还输入到误差矢量计算电路 33，在误差矢量计算电路 33 中，按下式将  $r_i^k$  与  $a_i^k$  进行比较，并求出误差矢量  $\epsilon_i^k$ 。

$$\epsilon_i^k = a_i^k - r_i^k \quad (9)$$

这里的误差矢量  $\epsilon_i^k$  与先有技术说明的误差信号相当。例如，因重复信号  $a_i^k$  可以看作是对于从状态  $k$  到状态  $m$  的转移为理想的接收信号，所以，若将该重复信号  $a_i^k$  和接收信号  $r_i^k$  进行比较，则可以求出与自适应阵列通信系统中的误差信号相当的误差矢量  $\epsilon_i^k$ 。这样，在本实施形态中，解调器 3 在每一个状态下都具有误差信号导出功能。再有，这里，把与现有的自适应阵列通信系统的误差信号相当的信号称作误差矢量。



计算误差矢量后，从误差矢量计算电路 33 输出的误差矢量  $\epsilon_i^k$  由自适应控制部 31 接受，并输入到权重控制部 39。在权重控制部 39 中，使用误差矢量  $\epsilon_i^k$ ，并根据自适应算法更新用来向各分支的乘法器 311 ~ 31N 供给的复数权重  $w_{j,i}^k$ 。例如，当使用 LMS 算法作为自适应算法时，  
5 利用下式更新（控制）复数权重。

$$w_{j,i+1}^{k \rightarrow m} = w_{j,i}^k + 2 \mu x_{j,i}^* \epsilon_i^k \quad \dots \quad (10)$$

利用 (10) 式，将复数权重  $w_{j,i}^k$  控制在最佳值，使在阵列输出中所需波最大且使干扰波最小。这样，在本实施形态中，解调器 3 在每一个状态下都具有自适应控制功能。在本实施形态中，因假定从状态 k  
10 到状态 m 的转移比从其它状态到状态 m 的转移更确切，故下一个状态 m 下的复数权重  $w_{j,i+1}^m$  用  $w_{j,i+1}^{k \rightarrow m}$  去更新。即变成为

$$w_{j,i+1}^m = w_{j,i+1}^{k \rightarrow m} \quad \dots \quad (11)$$

最后，把前述已更新的复数权重  $w_{j,i+1}^{k \rightarrow m}$  作为下一个状态 m 下的候选复数权重通知给选择电路 42。而且，在选择电路 42 中，根据比较电路 41 的输出选择复数权重，分别更新与下一个符号定时的状态 m 对应的权重控制部 39。具体地说，若从比较电路 41 输出 0，则在选择电路 42 中选择与从状态 k 到状态 m 的转移对应的复数权重  $w_{j,i+1}^{k \rightarrow m}$ ，  
20 输入到状态 m 的权重控制部 39。

这样，在本实施形态的解调器 3 中，对某符号定时所有状态转移和所有的符号定时的接收信号进行上述那样的处理。而且，通过选择从最确切的状态向过去追溯的最确切的路径，将与其对应的路径存储器的内容作为译码结果输出。由此，解调器 3 可以输出对卷积编码系  
25 列的极大似然译码结果。即，解调器 3 的输出利用后续的声音译码器等（未图示）译码后，作为声音、图像等数据输出。

以上，本实施形态构成为在维特比译码的各状态下都包括可向各乘法器提供最佳复数权重的权重控制部 39 和自适应控制部 31，该自适

应控制部 31 包括利用该复数权重使加权/合成后的信号中所需波分量最大且干扰波分量最小的  $N$  个乘法器和合成部 38。由此，可以在每一个状态下求出最佳复数权重，进而，可以沿维特比译码的极大似然路径进行最佳复数权重的更新。即，由于可以在对维特比译码的每一个状态下进行自适应阵列控制，所以，如前述图 19 所示那样，即使参考信号的系列长度短，也始终可以求出正确的复数权重，进而，即使在 1 个短脉冲串期间内复数权重随时间变动，也可容易地进行跟踪，所以，可以实现良好的解调特性。

再有，在上述本实施形态中，作为在权重控制部 39 中使用的自适应算法，例如使用了运算量少、复数权重的收敛需要一定时间的 LMS 算法，但不一定必须是 LMS 算法。例如，当使用逐次求逆矩阵的 RLS 算法时，虽然运算量需要比 LMS 算法大，但复数权重的收敛可能快一些。关于 RLS 算法，因在文献“自适应滤波器入门”（S. Haykin 著，武部 干译，现代工学社，1994 年 3 月 10 日第 3 版）第 5 章中作了详细叙述，故为了方便，在本实施形态中，省略其说明。

此外，关于将 RLS 算法应用于自适应阵列系统的情况的说明，在文献“自适应阵列和移动通信”（大钟、小川著，电子信息通信学会会志 98 年 10 月~99 年 3 月）中作了详细叙述。具体地说，当使用 RLS 算法求权重时，可使用下式 (12) 求权重。

$$w_{j,i+1} = w_{j,i} + R_{xx}^{-1} x_{j,i}^* \varepsilon_i \quad (12)$$

$R_{xx}^{-1}$  是接收信号的相关矩阵的逆矩阵。

一般，因求逆矩阵的运算较复杂，而在 RLS 算法中，逆矩阵的辅助定理适用于  $R_{xx}^{-1}$ ，故通过使用下式 (13) 逐次更新  $R_{xx}^{-1}$  可以省去复杂的逆矩阵运算。

$$R_{xx}^{-1} = \frac{1}{q} R_{xx}^{-1} - \frac{1}{q} \cdot \frac{R_{xx}^{-1} X_{j,i}^T R_{xx}^{-1}}{q + X_{j,i}^T R_{xx}^{-1} X_{j,i}} \quad \dots (13)$$

$q$  (整数)  $\leq 1$ ,  $T$  表示转置。

这样, 在 LMS 算法中, 常数  $2\mu$  的部分被置换成利用 (13) 式逐次更新而求得的  $R_{xx}^{-1}$ , 所以, 在 RLS 算法中更新的计算较复杂。此外, 在 LMS 算法中, 向着正确的值每一次更新所控制的权重变动量取决于常数  $2\mu$ , 与此不同, 在 RLS 算法中, 因使用接收信号的相关矩阵  $R_{xx}^{-1}$ , 故取决于时间平均。但是, 对于自适应算法的最佳解, 本来是根据无限时间的集平均求得的, 但如果取样个数多, 则时间平均渐近于集平均值。因此, 一次计算求得的解比使用 RLS 算法更接近最佳解, 结果, 可以使收敛速度更快。

10 图 10 是表示本发明的自适应阵列通信系统的实施形态 2 的构成的图, 这里, 示出可以把编码率作成可变的发射机中的卷积编码器和可对其进行解调的接收机中的解调器。再有, 在图 10 中, 对和实施形态 1 同样的构成部分添加同一符号并省略其说明。

例如, 在前述实施形态 1 中, 如图 1 所示, 设卷积编码器 1 的编码率  $R$  为  $1/2$ , 但不一定非得是  $1/2$ 。因此, 在图 10 所示的本实施形态的自适应阵列通信系统中, 示出可以把编码率作成可变的构成。具体地说, 例如, 通过作为编码方式使用可实现高编码率的收缩码、即通过周期地消去一部分卷积编码位 (预先指定了符号位置的块), 也可以将编码率  $R$  设为  $(n-1)/n$  等 ( $n$  为整数)。这样, 通过实行收缩编码可提高编码率, 所以, 可以提高传送效率。

除此之外, 也可以通过将编码率设为  $1/n$  来提高纠错能力。如图所示, 例如, 当将编码率  $R$  设为  $1/4$  时, 与  $R = 1/2$  时相比, 可使纠错能力提高。 $R = 1/4$  时, 卷积编码器 4 的输出有 4 个 ( $\{p_i\}$ 、 $\{q_i\}$ 、 $\{y_i\}$ 、 $\{\delta_i\}$ ), 所以, 例如, 当和实施形态 1 一样使用 QPSK 调制器 2 时, 解调器 5 根据 2 个连续的符号而工作。

下面, 详细地说明本实施形态中的解调器 5 的工作。再有, 这里, 只说明与前述实施形态 1 不同的部分。解调器 5 可以利用和前述解调器 3 同样的电路构成来实现, 但和解调器 3 相比, 运算内容不同。这里, 将卷积编码后的 4 个系列设为  $\{p_i\}$ 、 $\{q_i\}$ 、 $\{y_i\}$ 、 $\{\delta_i\}$ ,  $\{p_i\}$  和  $\{q_i\}$ 、及  $\{y_i\}$  和  $\{\delta_i\}$ ) 分别作为一个一个符号  $\pi_{h-1}$ 、 $\pi_h$  发送。此外,  $h$  是表示符号定时的下标, 符号速率是卷积编码前的数据率的 2 倍 ( $h=2i$ )。

首先，在解调器 5 中，把与符号  $\pi_{h-1}$ 、 $\pi_h$  对应的合成部 38 的输出分别设为  $r_{h-1}^k$ 、 $r_h^k$ 。由于重复信号是对各状态转移的卷积编码器 4 的输出，所以， $R=1/4$  时的重复信号由 2 个符号构成。因此，这里，重复信号变成  $b_{h-1}^k$ 、 $b_h^k$ ，在误差矢量计算电路 33 中，利用下式求 2 个误差

5 矢量  $\varepsilon_h^k$ 、 $\varepsilon_{h-1}^k$ 。

$$\begin{aligned}\varepsilon_{h-1}^k &= b_{h-1}^k - r_{h-1}^k \\ \varepsilon_h^k &= b_h^k - r_h^k\end{aligned}\quad (14)$$

此外，在权重控制部 39 中，例如，当使用 LMS 算法时，利用下式控制复数权重。

10

$$\begin{aligned}W_{j,h+1}^{k \rightarrow m} &= W_{j,h}^k + 2\mu(X_{j,h-1}^* \varepsilon_{h-1}^k + X_{j,h}^* \varepsilon_h^k) \\ &\dots\dots (15)\end{aligned}$$

15

以上，在本实施形态中，在得到和实施形态 1 同样效果的同时，可以通过使用收缩码将编码率提高到  $(n-1)/n$  来提高传送效率。此外，通过将编码率设为  $1/n$  可提高纠错能力。再有，在本实施形态中，解调器 5 每接收 2 个符号进行一次状态转移和译码处理，但这是对卷积编码了的 4 个信号得到一个译码数据的正确的工作。

20

图 11 是表示本发明的自适应阵列通信系统的实施形态 3 的构成的图，这里，包括使用了 BPSK (2 相移相键控) 方式的 BPSK 调制器。再有，在图 11 中，对和实施形态 1 同样的构成添加同一符号并省略其说明。

25

这里，首先，说明 BPSK 调制与 QPSK 调制的差别。图 14 是表示各数字调制中的信号点配置的一个例子的图，具体地说，(a) 表示 BPSK 调制的信号点配置，(b) 表示 QPSK 调制的信号点配置。由图 14 (b) 可知，在 QPSK 调制中，因在同相方向和正交方向分别具有信息，故可用一个符号来传送 2 位信息。与此相反，由图 14 (a) 可知，在 BPSK 调制中，因只在同相方向具有信息，故用一个符号只能传送 1 位信息。因此，从频带利用效率的观点来看，QPSK 调制比 BPSK 调制优越，但从

映射的简单程度来看, 即从装置的小型化和低功耗的观点来看, 则 BPSK 调制较优越。

在实施形态 1 中, 采用了 QPSK 调制方式, 但不一定非得是 QPSK。例如, 如图 11 所示, 也可以通过 BPSK 使映射简单化。这时, 从编码率  $R=1/2$  的卷积编码器 1 来的卷积编码系列  $\{p_i\}$  作为 1 个符号来发送, 编码系列  $\{q_i\}$  可以作为另一个符号连续地发送。再有, 在图 11 中的解调器 7 和实施形态 2 一样, 根据 2 个连续的符号而工作。

下面, 详细地说明本实施形态的解调器 7 的工作。再有, 这里, 只说明与前述实施形态 1 不同的部分。解调器 7 可以利用和前述解调器 3 同样的电路构成来实现, 但和解调器 3 相比, 运算内容不同。这里, 将卷积编码后的 2 个系列设为  $\{p_i\}$ 、 $\{q_i\}$ ,  $\{p_i\}$  和  $\{q_i\}$  分别作为一个一个符号  $\rho_{h-1}$ 、 $\rho_h$  发送。此外,  $h$  是表示符号定时的下标, 符号速率是卷积编码前的数据率的 2 倍 ( $h=2i$ )。

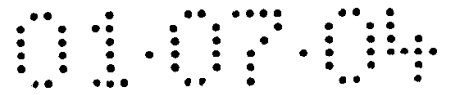
首先, 在解调器 7 中, 把与  $\rho_{h-1}$ 、 $\rho_h$  对应的合成部 38 的输出分别设为  $r_{h-1}^k$ 、 $r_h^k$ 。由于重复信号是对各状态转移的卷积编码器 1 的输出, 所以, BPSK 时的重复信号由 2 个符号构成。因此, 这里, 重复信号变成  $c_{h-1}^k$ 、 $c_h^k$ , 在误差矢量计算电路 33 中, 利用下式求误差矢量  $\varepsilon_{h-1}^k$ 、 $\varepsilon_h^k$ 。

$$\begin{aligned}\varepsilon_{h-1}^k &= c_{h-1}^k - r_{h-1}^k \\ \varepsilon_h^k &= c_h^k - r_h^k\end{aligned}\quad (16)$$

此外, 在权重控制部 39 中, 例如, 当使用 LMS 算法时, 和前述 (15) 一样来控制复数权重。

以上, 在本实施形态中, 能得到和实施形态 1 同样的效果, 进而, 通过使用 BPSK 调制方式可以使映射简单化。再有, 在本实施形态中, 解调器 7 每接收 2 个符号进行一次状态转移和译码处理, 但这是对卷积编码了的 2 个信号得到一个译码数据的正确的工作。

图 12 是表示本发明的自适应阵列通信系统的实施形态 4 的构成的图, 这里, 包括用解调器 8 替换实施形态 1 中的解调器 3。再有, 在图 12 中, 对和实施形态 1 同样的构成添加同一符号并省略其说明。



在前述实施形态 1 中，在所有每一个状态转移中都具有复数权重，通过沿极大似然路径更新每一个状态的复数权重，实现了自适应阵列通信系统，但不一定在所有的每一个状态转移中都需要具有复数权重。例如，也可以计算出某符号定时上的极大似然状态的复数权重，只把极大似然状态的复数权重作为下一个符号定时上的在所有状态下共同的复数权重。由此，通过只更新极大似然状态的复数权重，不必在每一个状态下存储复数权重，可以使电路构成简单化。

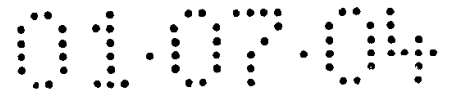
在图 12 中，51 是权重存储器，52 是极大似然状态判定电路，在解调器 8 中，从各分支输入的接收信号输入到自适应控制部 31，各乘法器利用从在所有状态下共同的权重存储器 51 中输出的复数权重  $w_{j, i}$  进行加权，合成部 38 合成该输出。

此外，合成部 38 的输出在译码部 34 中作为与状态转移对应的量度输出。而且，从译码部 34 输出的量度输入到比较电路 41，在此，将更似然的与状态转移有关信息输出给选择电路 42。

进而，合成部 38 的输出在输入到译码部 34 的同时，也输入到误差矢量计算电路 33，在误差矢量计算电路 33 中，通过与作为理想的接收信号的重复信号进行比较来计算误差矢量  $\epsilon_i^k$ 。然后，从误差矢量计算电路 33 输出的误差矢量  $\epsilon_i^k$  输入到权重控制部 39，在权重控制部 39 中，计算下一个符号定时上的候选复数权重  $w_{j, i+1}^{k \rightarrow m}$ 。这时，在权重控制部 39 中，使用从在所有状态下共同的权重存储器 51 中输出的复数权重  $w_{j, i}$ ，利用上述 (10) 式计算候选复数权重  $w_{j, i+1}^{k \rightarrow m}$ 。与实施形态 1 不同，本实施形态的更新前的复数权重的值不使用在每一个状态下不同的  $w_{j, i}^k$ ，而使用在所有状态下共同的  $w_{j, i}$ 。

接着，在本实施形态的解调器 8 中，与判定为更似然的状态转移对应的量度和从权重控制部 39 输出的复数权重根据比较电路 41 的比较结果，输入到极大似然状态判定电路 52。再有，这里，是在假定与从状态  $k$  到状态  $m$  的转移对应的量度  $M_{i, i+1}^{k \rightarrow m}$  比与从其他状态到状态  $m$  的转移对应的量度大的前提下进行说明的。即，与从状态  $k$  到状态  $m$  的转移对应的量度  $M_{i, i+1}^{k \rightarrow m}$  和复数权重  $w_{j, i+1}^{k \rightarrow m}$  从选择电路 42 输入到极大似然状态判定电路 52。

这里，说明极大似然状态判定电路 52 的工作。图 13 是表示极大似然状态判定电路 52 的构成的图，61 是比较器，62 是极大似然状态



存储器，63 是“与”电路。例如，在极大似然状态判定电路 52 中，当输入量度  $M_{i, i+1}^{k \rightarrow m}$  时，在内部由比较器 61 接受，在此，与极大似然状态存储器 62 中存储的最大似然状态的量度进行比较。在该状态下，例如，当与从状态 k 到状态 m 的转移对应的量度比存储在极大似然状态存储器 62 中的极大似然状态的量度大时、即，当判断出从状态 k 到状态 m 的状态转移是极大似然时，在比较器 61 中，把 1 输出给“与”电路 63。由此，与从状态 k 到状态 m 的转移对应的复数权重  $w_{j, i+1}^{k \rightarrow m}$  从极大似然状态判定电路 52 输出，输入给下一个符号定时上的权重存储器 51，存储在当前权重存储器 51 中的复数权重被改写为极大似然状态。

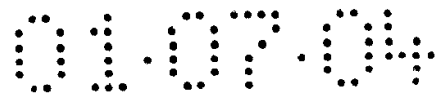
此外，比较器 61 的输出还输入给极大似然状态存储器 62。极大似然状态存储器 62 在从比较器 61 输出 1 时，把输入的量度作为新的极大似然状态的量度存储起来。即，这时，量度  $M_{i, i+1}^{k \rightarrow m}$  作为极大似然状态的量度存储在极大似然状态存储器 62 中。

另一方面，当存储在极大似然状态存储器 62 中的极大似然状态的量度比与从状态 k 到状态 m 的转移对应的量度大时，即，当判断出从状态 k 到状态 m 的转移不是极大似然时，在比较器 61 中，将 0 输出给“与”电路 63。由此，极大似然状态判定电路 52 被屏蔽，什么都不向权重存储器 51 输出。即，权重存储器 51 中存储的极大似然状态的复数权重被保持下来。

此外，比较器 61 的输出还输入给极大似然状态存储器 62。当从比较器 61 输出 0 时，极大似然状态存储器 62 不把已输入的量度  $M_{i, i+1}^{k \rightarrow m}$  存储到极大似然状态存储器 62 中。即，这时，极大似然状态存储器 62 中存储的极大似然状态的量度被保持下来。

这样，在本实施形态中，在所有状态转移的计算结束的时刻存储在权重存储器 51 中的复数权重变成当前符号定时上的极大似然状态的复数权重。

如上所述，在本实施形态中，可以得到和实施形态 1 同样的效果，进而，通过具有对所有状态的公共权重存储器 51 和根据情况而改写权重存储器 51 的极大似然状态判定电路 52，可以把某特定符号定时上的极大似然状态的复数权重作为下一个时刻的在所有状态下共同的复数权重进行更新，加之，因不需要在每一个状态下存储复数权重，故可



以大幅度减小电路规模。

再有，在上述本实施形态中，作为在权重控制部 39 中使用的自适应算法，可以使用例如运算量少复数权重的收敛较费时间的 LMS 算法，或运算量需要比 LMS 算法大但复数权重收敛可以较快的 RLS 算法。

5 如上所述，按照本发明，能得到一种自适应阵列通信系统，由于包括通过进行在每一个状态下供给最佳复数权重的权重控制，使加权/合成后的所需波分量最大且使干扰波分量最小的自适应装置，所以能在维特比译码的每一个状态下进行自适应阵列控制，因此，即使参考信号系列长度短，也始终能够求得正确的复数权重。进而，即使复数  
10 权重在 1 个短脉冲串期间内随时间变动也能够容易地进行跟踪，所以，能得到可实现良好的解调特性的自适应阵列通信系统。

按照下一个发明，能得到一种自适应阵列通信系统，例如，通过使用收缩码将编码率提高到  $(n-1)/n$  可使传送效率提高。此外，能得到一种通过将编码率定为  $1/n$  可使纠错能力提高的自适应通信系统。

15 按照下一个发明，能得到一种自适应阵列通信系统，通过使用 QPSK 调制方式，即使在严酷的环境下也能得到良好的特性。此外，能得到一种通过使用 BPSK 调制方式可使映射简单化的自适应通信系统。

按照下一个发明，能得到一种自适应阵列通信系统，通过把某特定符号定时上的极大似然状态的复数权重判定为下一个符号定时的在  
20 所有状态下共同的复数权重，可以把上述极大似然状态的复数权重更新为下一个时刻的在所有状态下共同的复数权重，进而，因不必在每一个状态下存储复数权重，所以，可大幅度地削减电路规模。

按照下一个发明，能得到一种自适应阵列通信系统，作为自适应算法，例如，当使用 LMS 算法时，可以减小运算量。另一方面，当使  
25 用 RLS 算法时，虽然运算量需要比 LMS 算法大，但复数权重的收敛可能快一些。

按照下一个发明，能得到一种接收机，由于包括通过进行在每一个状态下供给最佳复数权重的权重控制使加权/合成后的所需波分量最大且使干扰波分量最小的自适应控制装置，故可在维特比译码的每一个  
30 状态下进行自适应阵列控制，所以，即使参考信号系列长度短，也始终能够求出正确的复数权重。进而，即使复数权重在 1 个短脉冲串期间内随时间变动也可容易地进行跟踪，所以，能得到可实现良好的

解调特性的接收机。

按照下一个发明，能得到一种接收机，通过把某特定符号定时的极大似然状态的复数权重判定为下一个符号定时的在所有状态下共同的复数权重，可以把上述极大似然状态的复数权重更新为下一个时刻的在所有状态下共同的复数权重，进而，因不必在每一个状态下存储复数权重，所以，可大幅度削减电路规模。

按照下一个发明，能得到一种接收机，作为自适应算法，例如当使用 LMS 算法时，可以减小运算量。另一方面，当使用 RLS 算法时，能得到一种运算量需要比 LMS 算法大但复数权重的收敛可能快一些的接收机。

工业上利用的可能性

如上所述，本发明的自适应阵列通信系统和接收机对移动体通信等那样的容易受衰落影响的通信环境是有用的，特别，在因移动或衰落等原因而使接收功率变动、进而在复数权重随时间变动的通信环境下，适合用来作为进行数据通信或声音通信的通信装置。

# 说明书附图

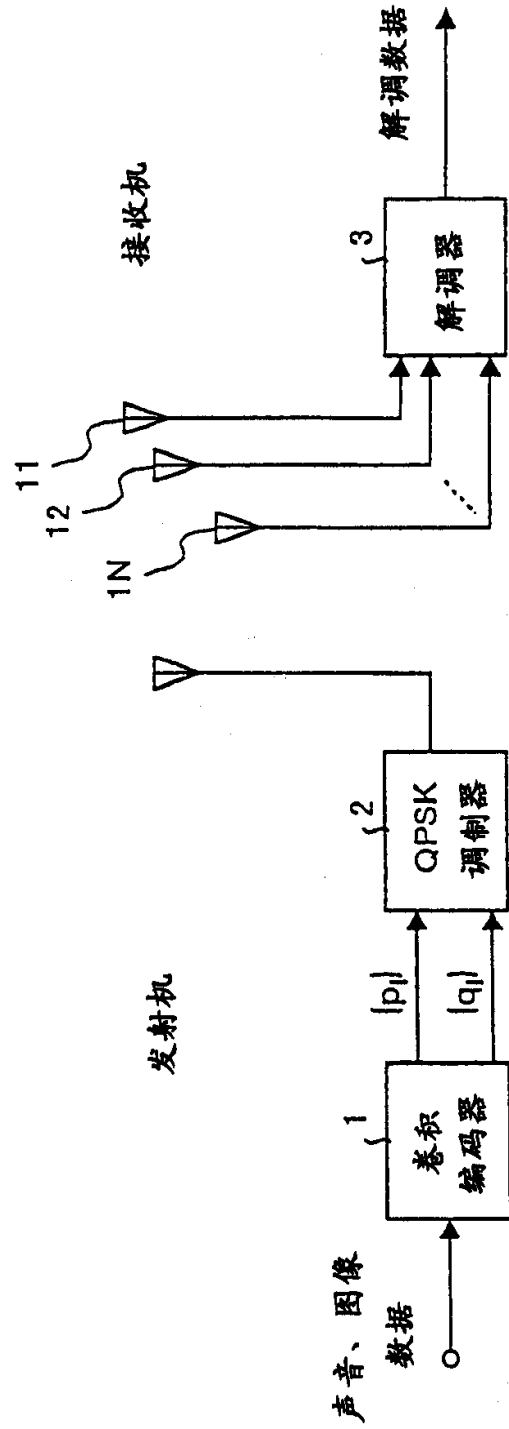


图 1

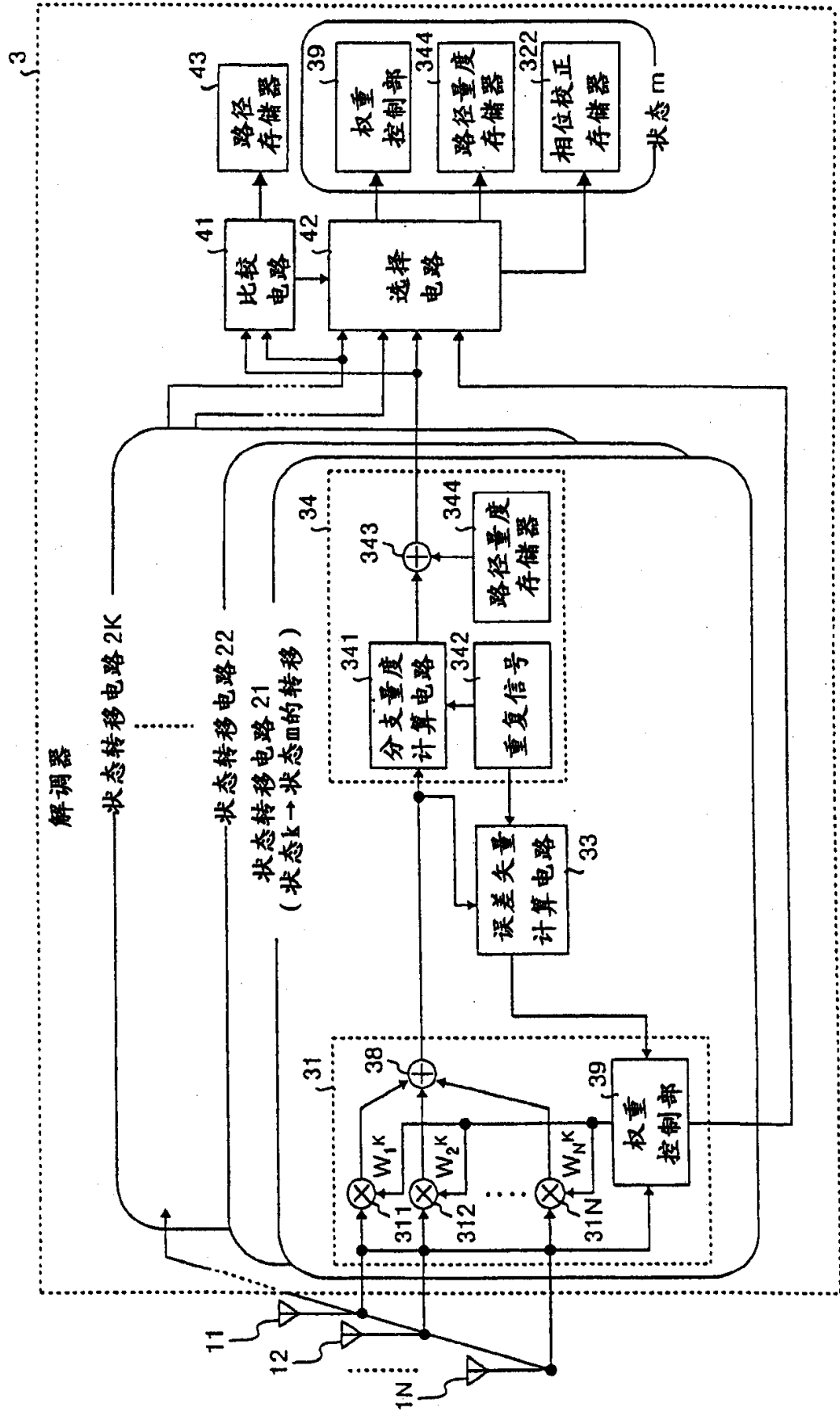


图 2

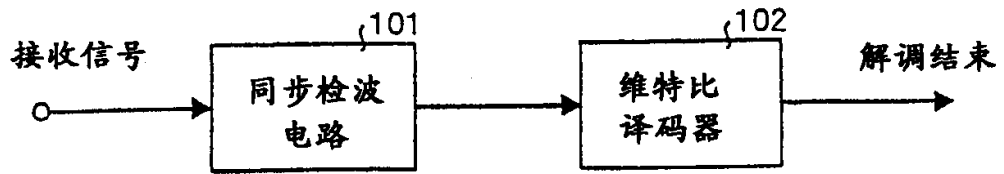
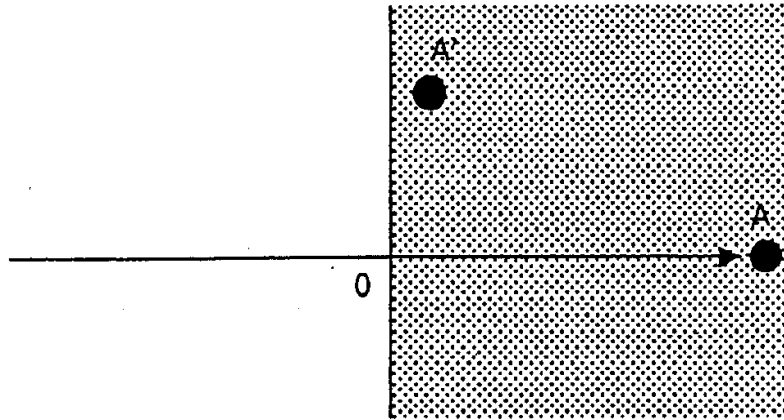


图 3

(a)



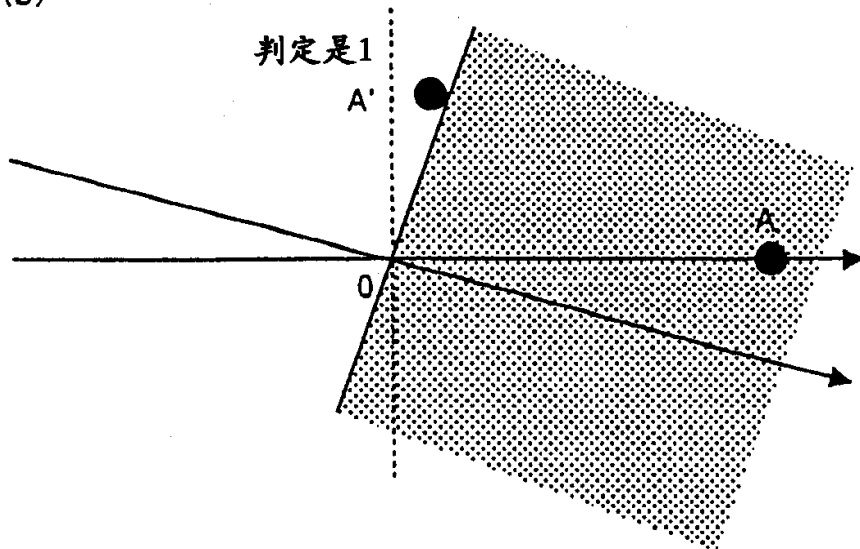
假定没有噪声时的  
理想信号点

载波相位矢量

||

再生载波相位矢量

(b)



判定是1

A'

假定没有噪声时的  
理想信号点

载波相位矢量

||

再生载波相位矢量

图 4

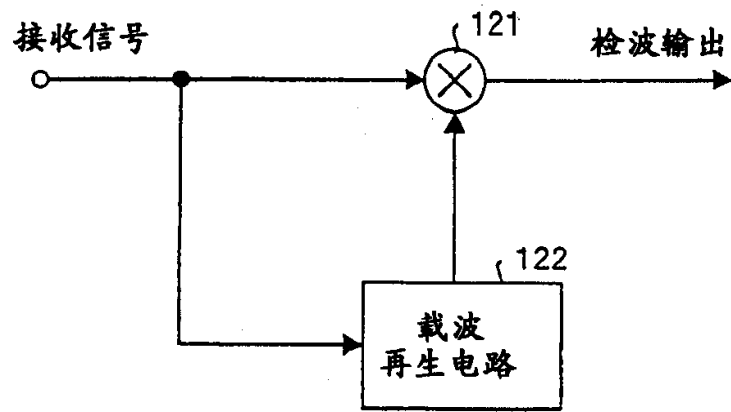


图 5

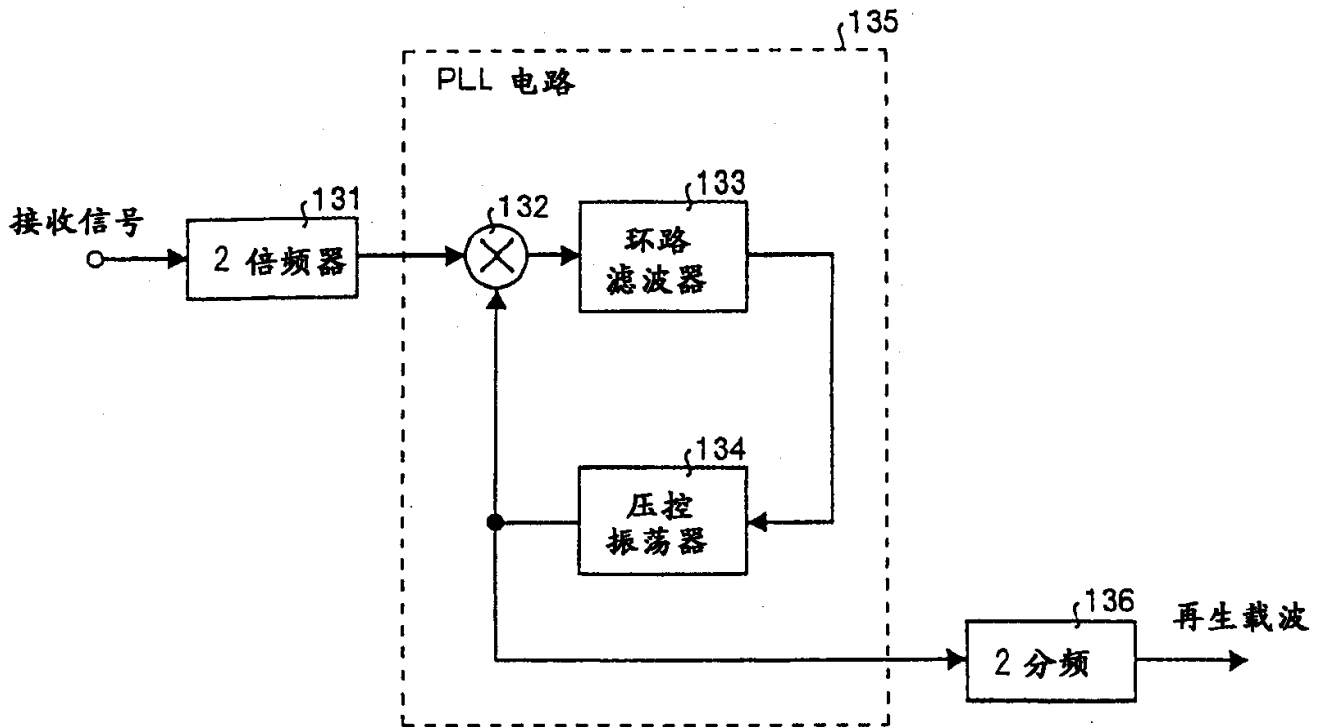


图 6

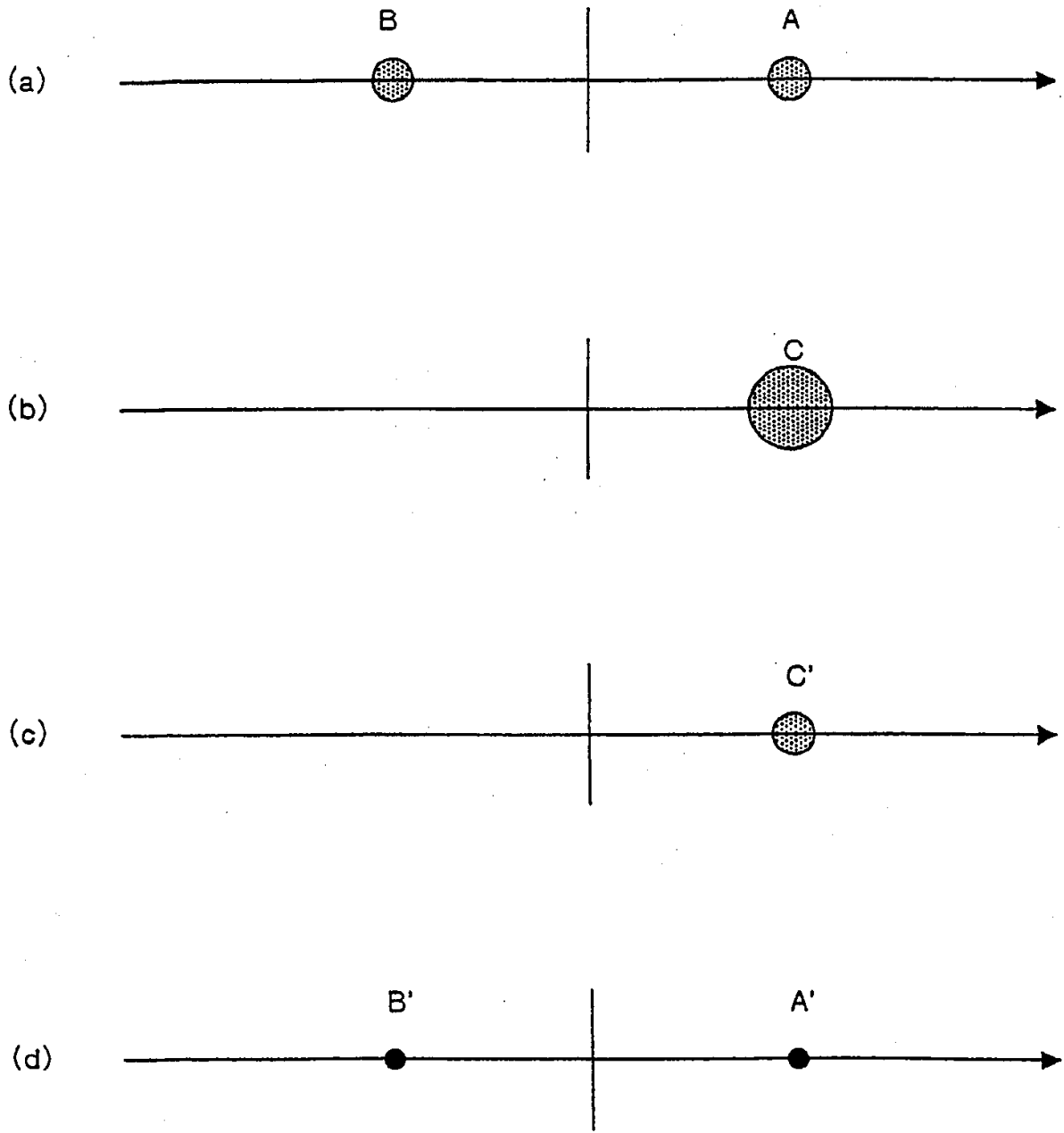


图 7

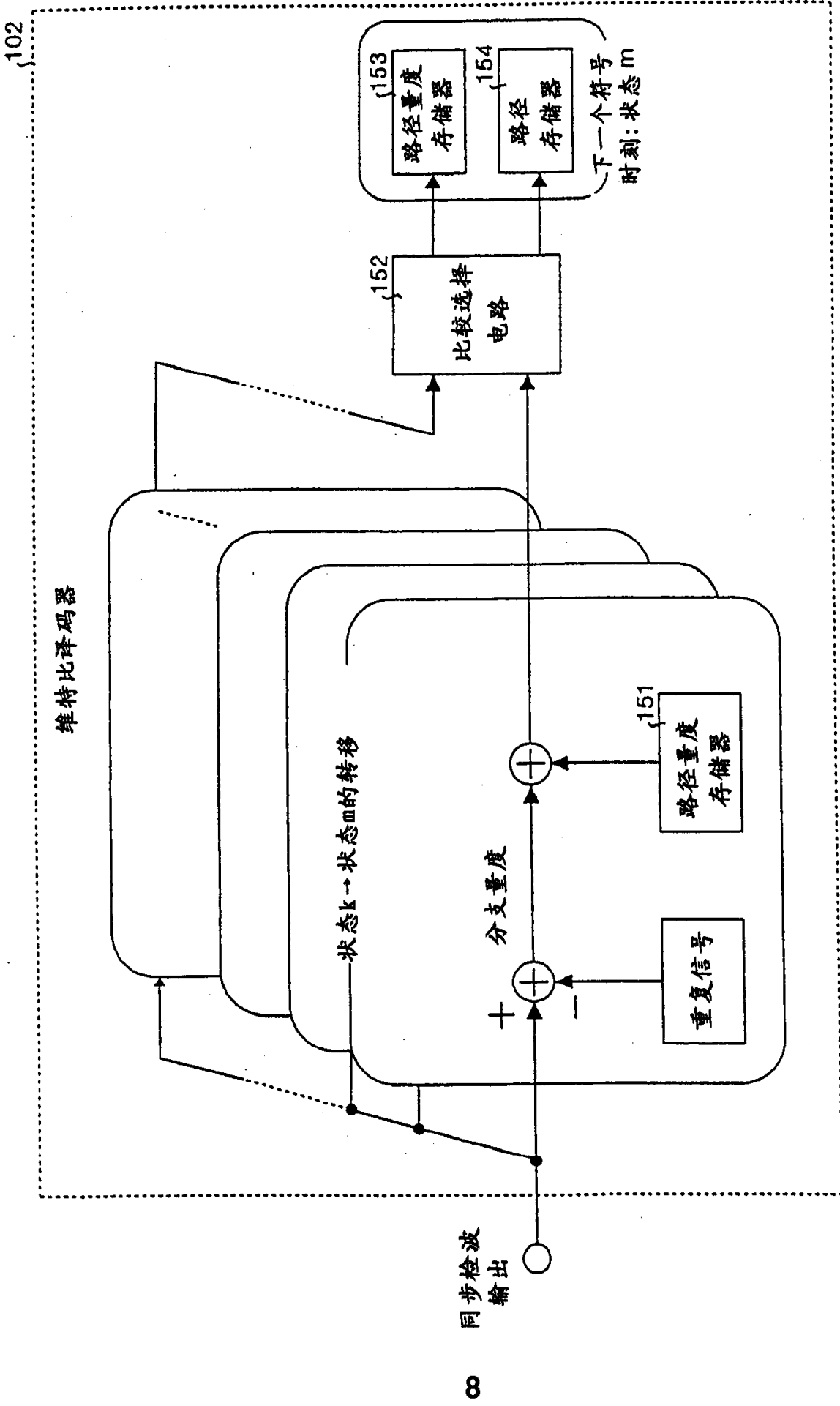


图 8

161

维特比译码器

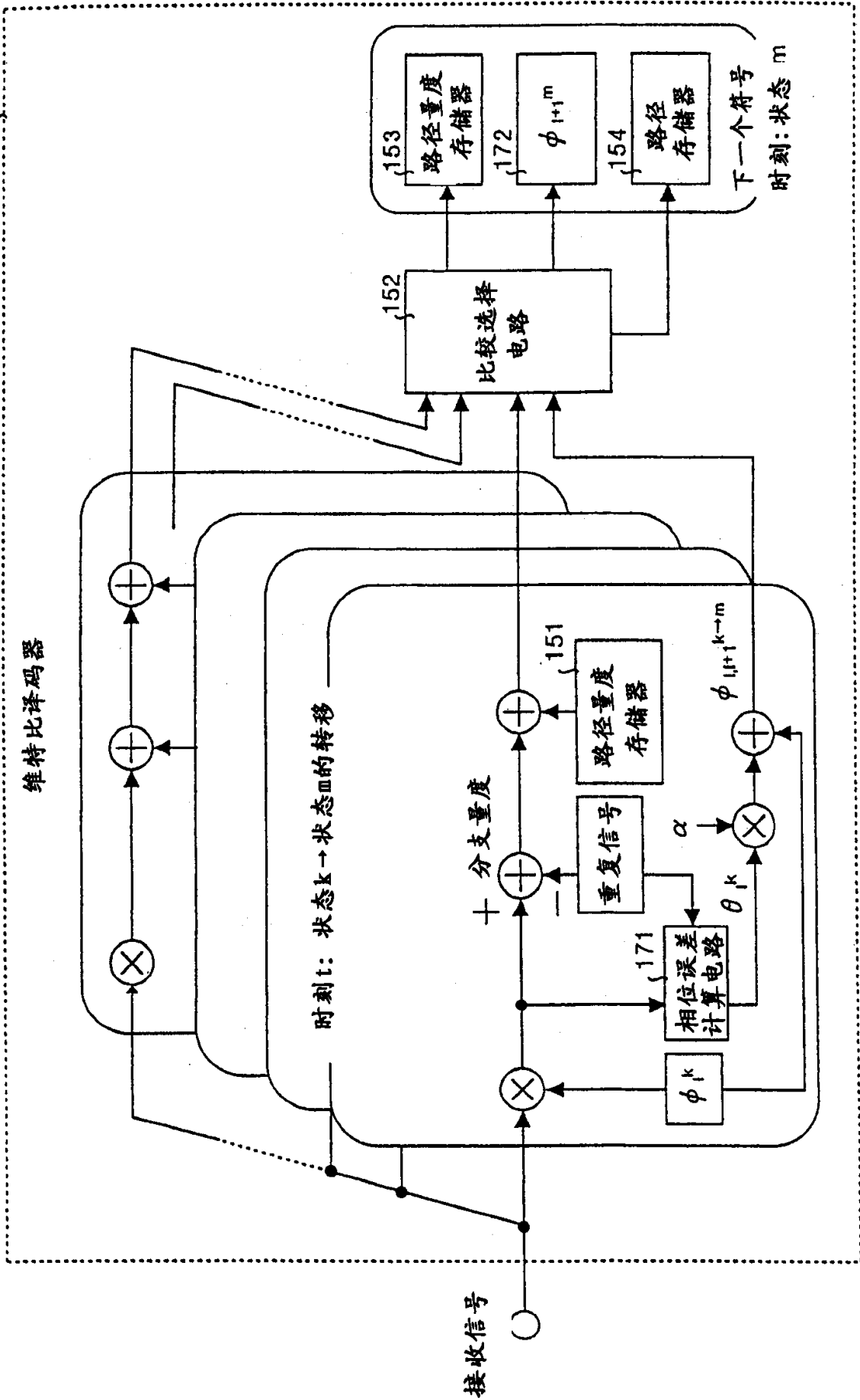


图 9

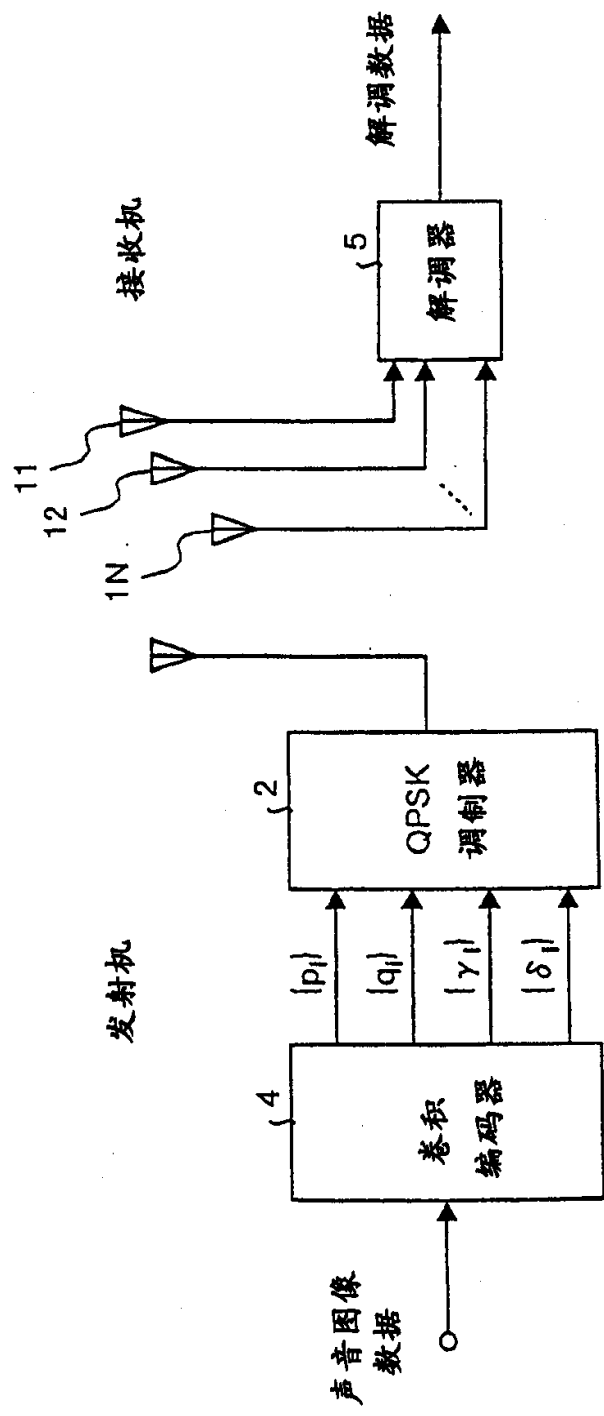


图 10

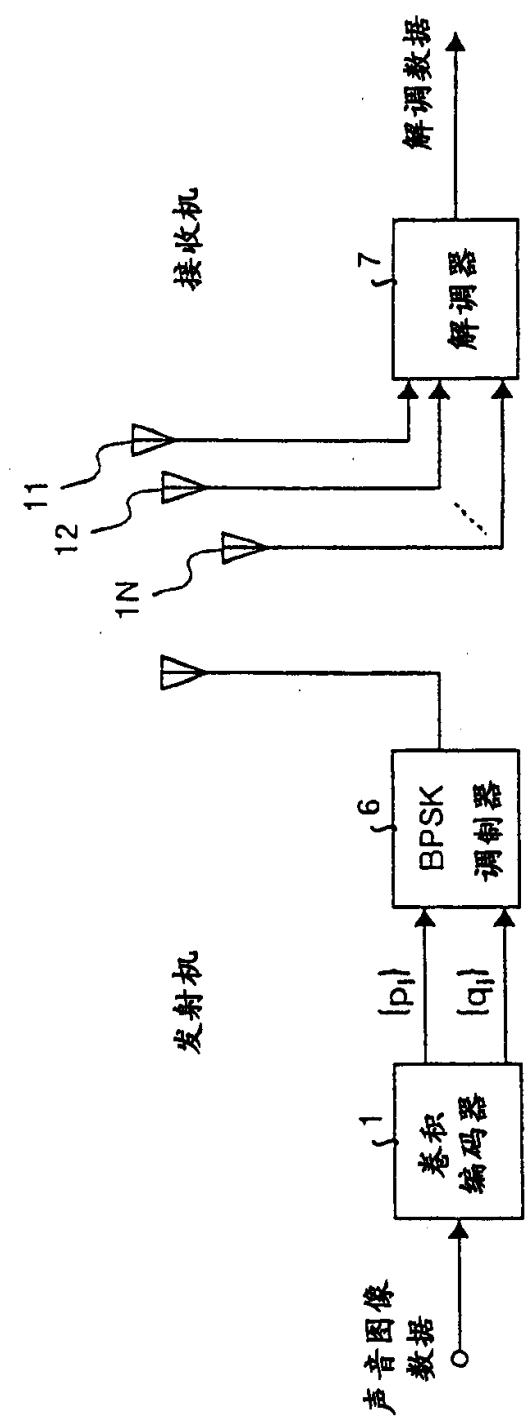


图 11

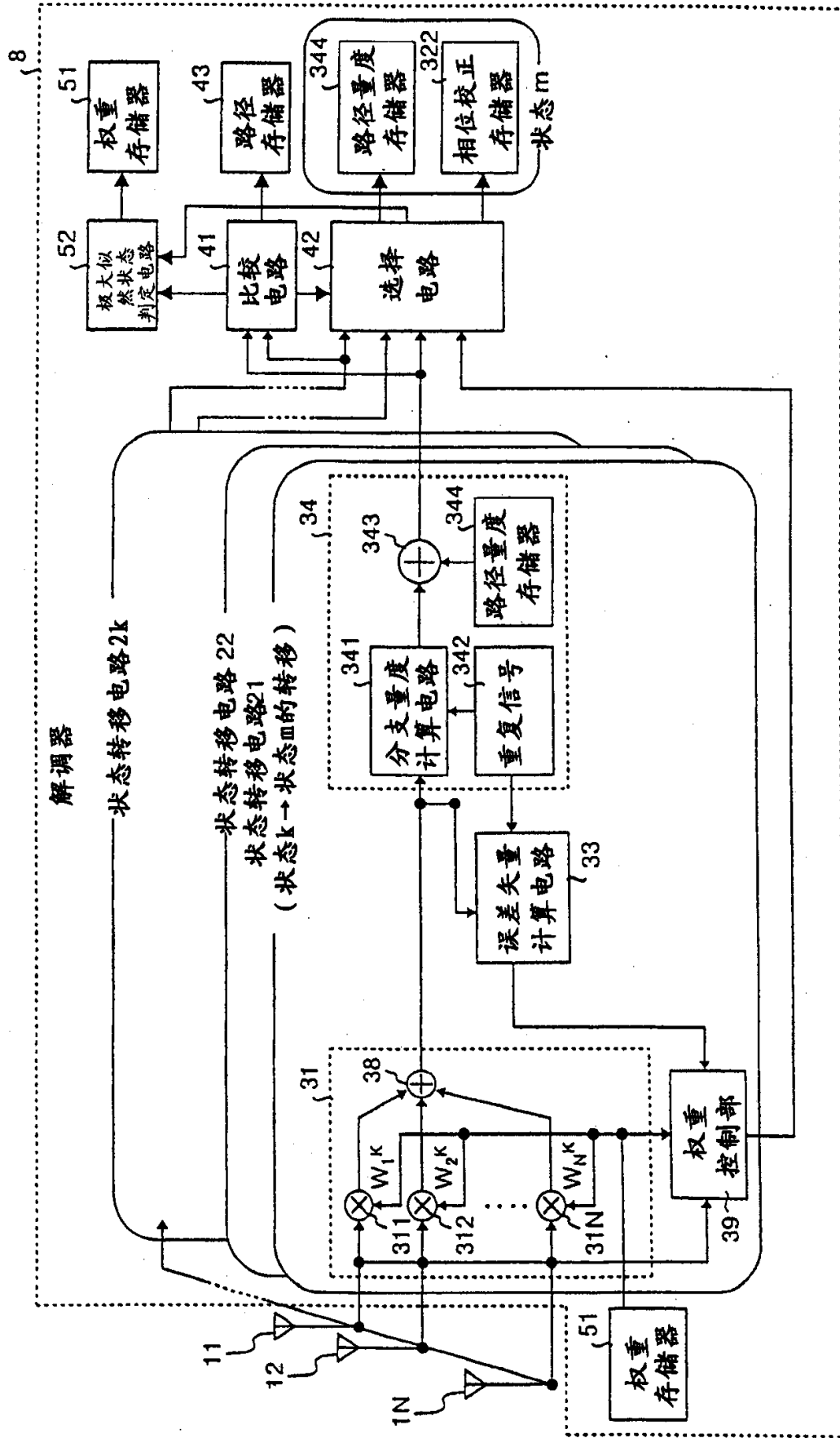


图 12

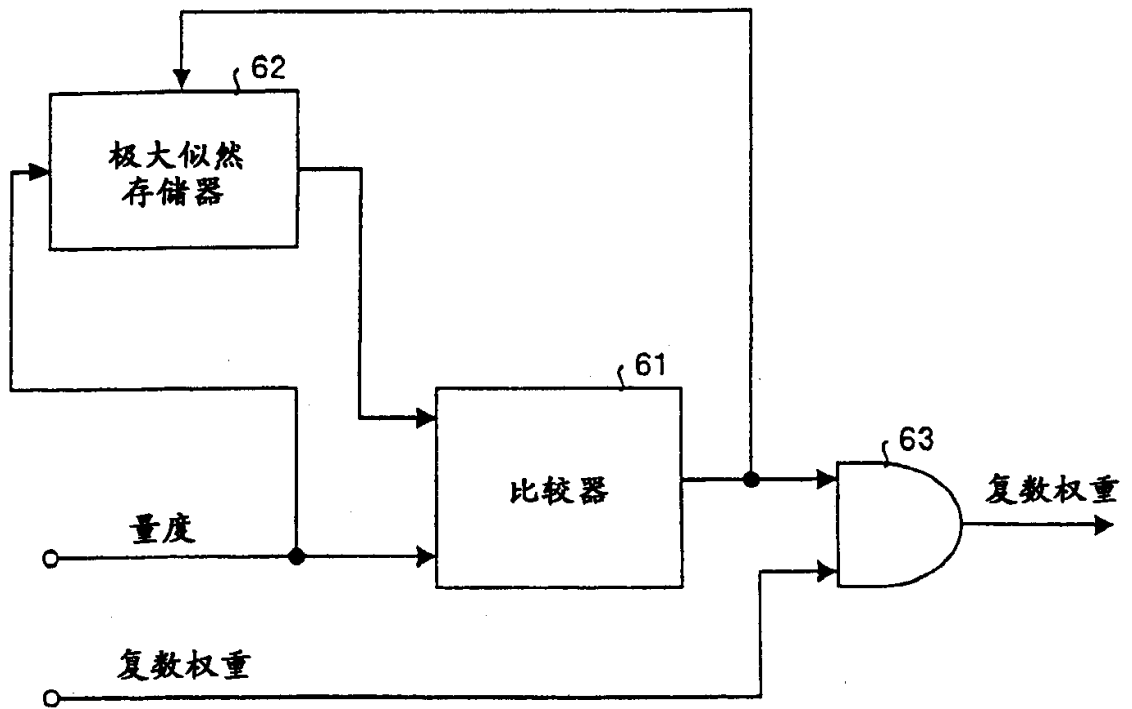
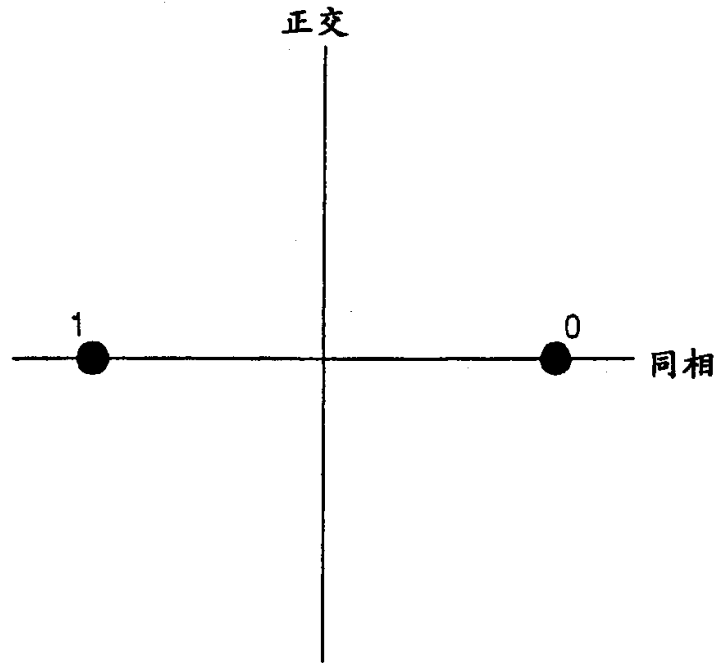


图 13

(a)



(b)

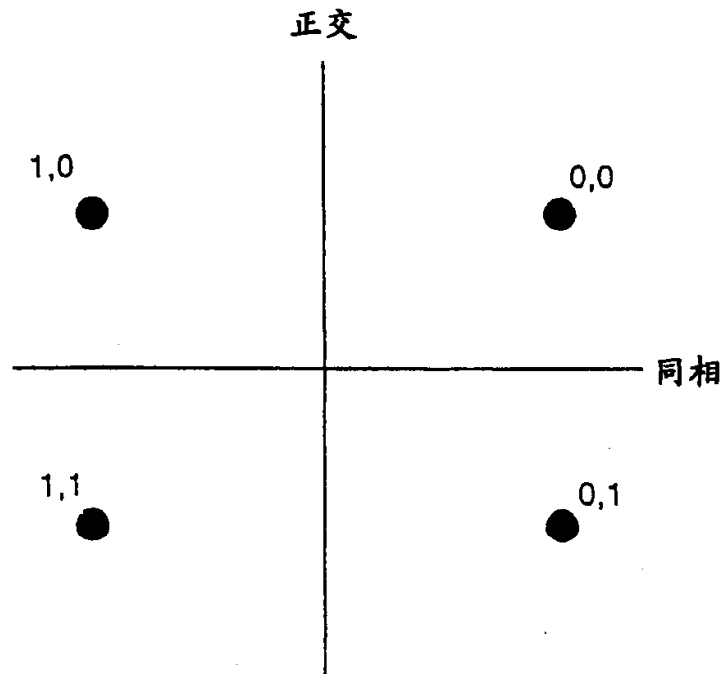


图 14

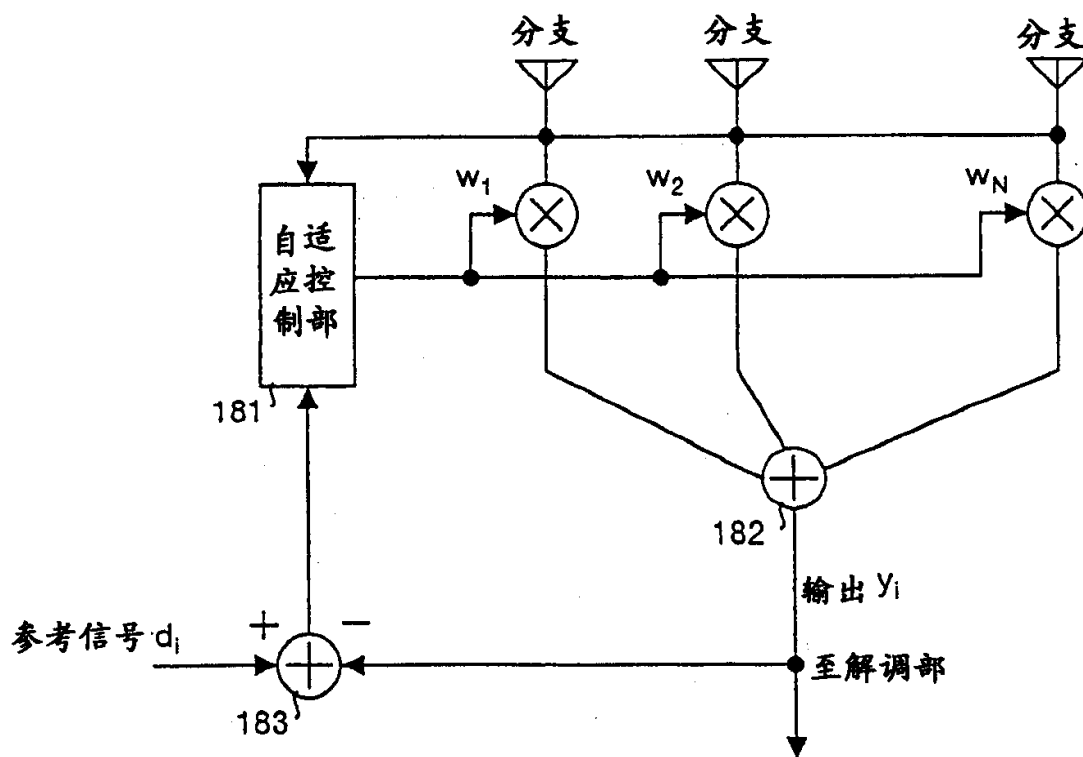


图 15

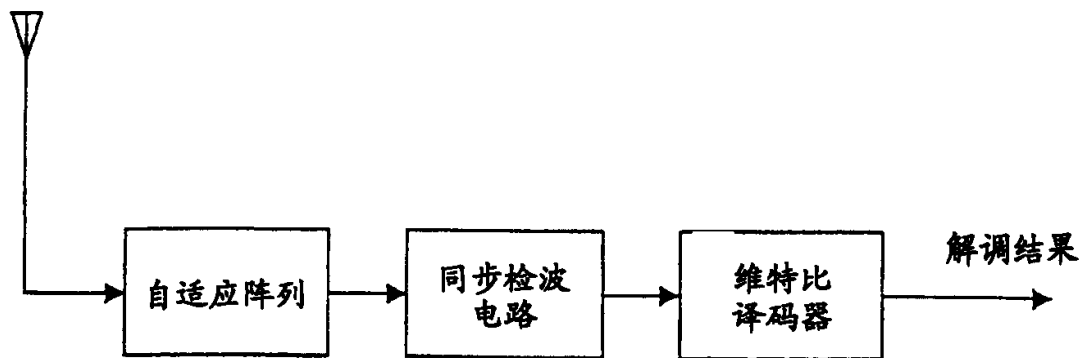


图 16

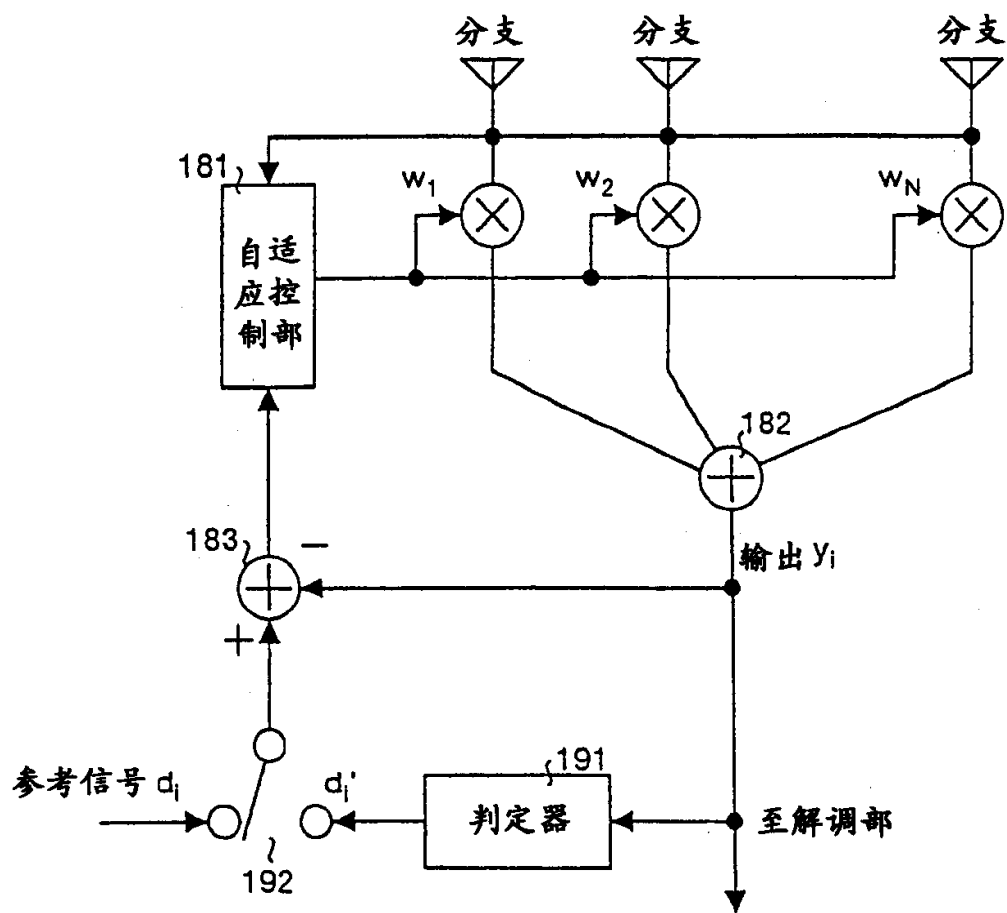


图 17

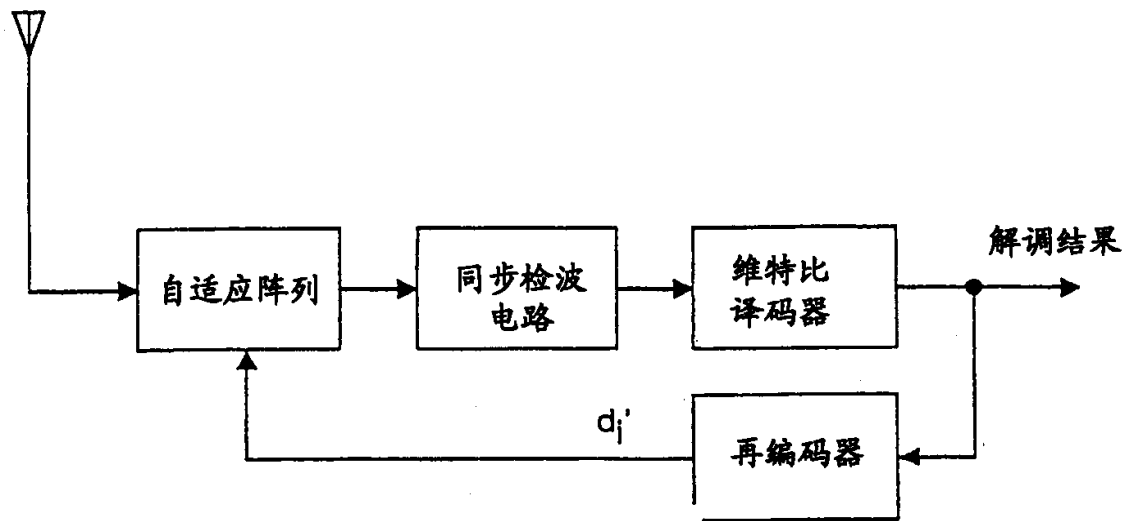


图 18

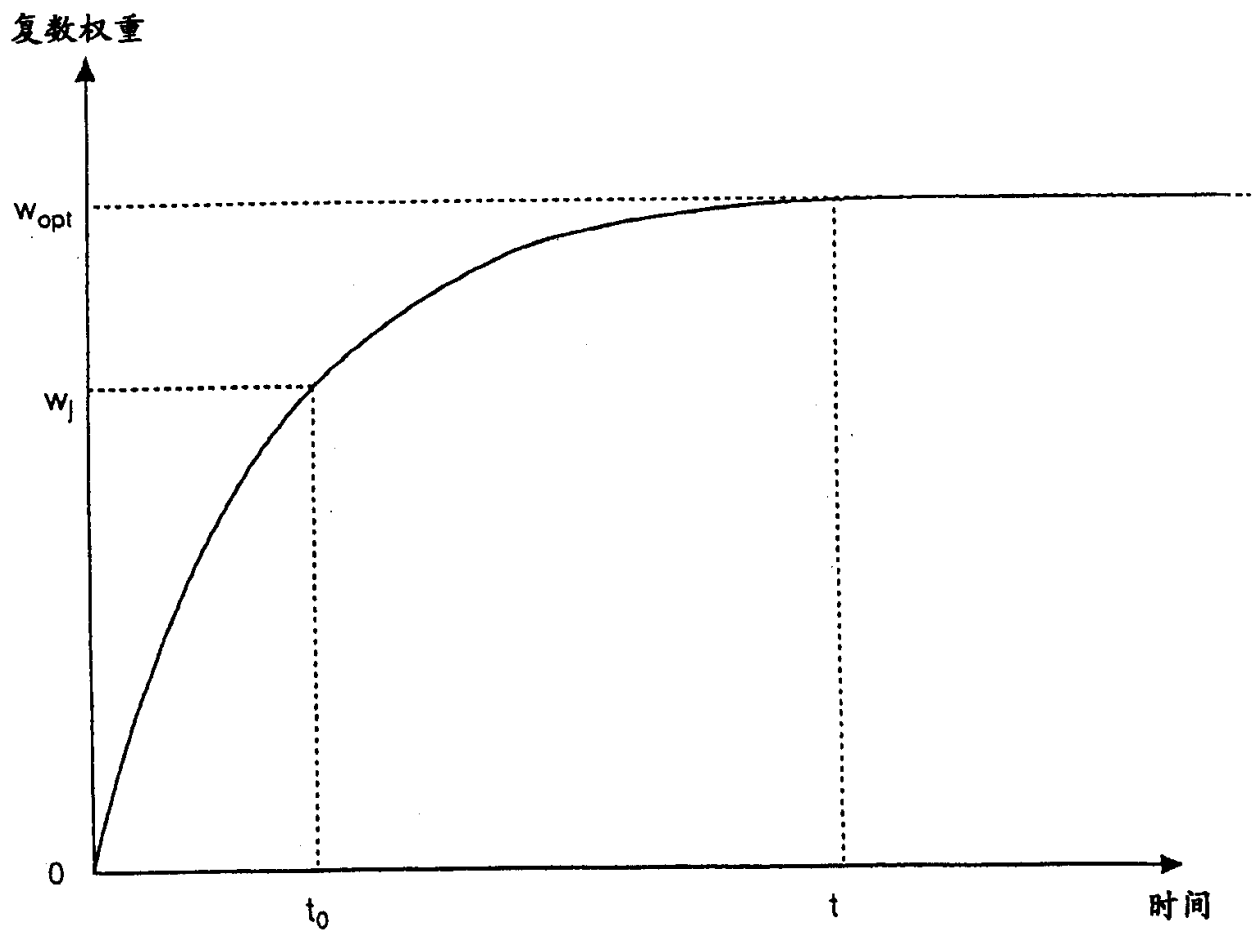


图 19

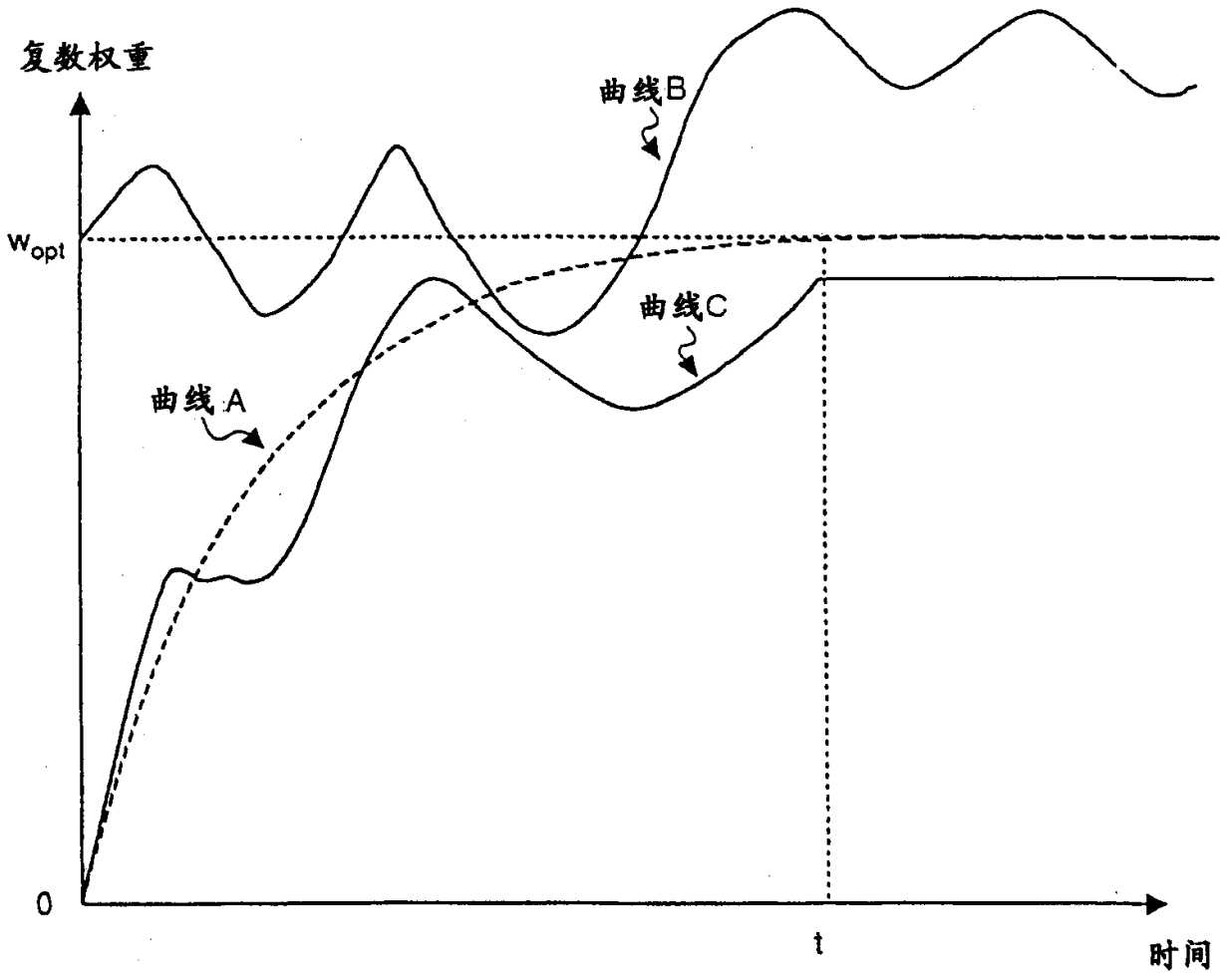


图 20