



[12] 发 明 专 利 说 明 书

专利号 ZL 01813641.9

[45] 授权公告日 2005 年 8 月 10 日

[11] 授权公告号 CN 1214537C

[22] 申请日 2001.5.30 [21] 申请号 01813641.9

[30] 优先权

[32] 2000. 5. 31 [33] SE [31] 0002029 - 7

[86] 国际申请 PCT/SE2001/001212 2001.5.30

[87] 国际公布 WO2001/093439 英 2001.12.6

[85] 进入国家阶段日期 2003.1.30

[71] 专利权人 诺基亚有限公司

地址 芬兰埃斯波

[72] 发明人 比约恩·奥特斯坦

马丁·克里斯坦森 戴维·阿斯特利

审查员 姚跃华

[74] 专利代理机构 中国专利代理(香港)有限公司

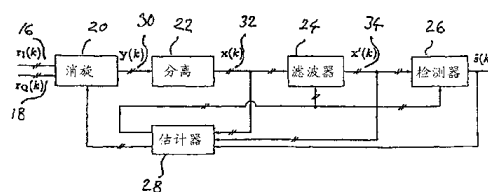
代理人 邹光新 王忠忠

权利要求书 5 页 说明书 13 页 附图 1 页

[54] 发明名称 一种接收机

[57] 摘要

本发明涉及无线通信中数字接收机的一种方法, 以及利用二阶统计特性进行自适应同信道干扰抑制的一种接收机。它利用接收到的发射信号的数字同相 I 分支和正交 Q 分支作为接收机的输入, 对信号已经进行了粗略的同步和粗略的频率偏移补偿。它包括消旋装置、分离装置、滤波装置、估计装置和检测收到的信号中发射码元的装置。本发明因此能够提高无线通信中的同信道干扰抑制能力, 因而能够增加所用频率上通信信道的数量。



1. 在无线通信中利用二阶统计特性进行自适应同信道干扰抑制的数字接收机的一种方法，将收到的发射信号的数字同相 I 和正交 Q 分支作为接收机的输入，对所述信号进行粗略的同步和粗略的频率偏移补偿，所述数字接收机包括消旋装置，分离装置，滤波装置，估计装置和用于检测接收信号中发射码元的装置，其特征在于它包括以下步骤：

在所述消旋装置中对信号进行消旋处理，如果使用的调制形式是一维的，就输出接收信号的一个复值时间离散基带表示，或者如果使用的调制形式是多维的，就从可能的两个矢量值信号序列构造一个复值信号序列，输出所述复值信号；

在所述分离装置中将所述消旋装置的所述输出信号分离成实部和虚部，该矢量输出所述分离装置，包括发射信号，同信道干扰用户信号，加性噪声和可能的其它干扰；

- 15 在所述估计装置中利用所述分离装置、滤波装置和检测装置的输出作为输入进行估计，对下面的一个或者多个量进行处理：精确同步、精确频率偏移估计或者补偿，或者进行数据模型估计，输出所述量中的一个或者多个给所述消旋装置、滤波装置和检测装置；

20 在所述滤波装置中利用分离装置的实值输出和估计装置输出的所述数据模型中的系数进行滤波，另外考虑进噪声和同信道干扰的二阶特性，对信号进行白化操作，滤波以后得到的信号被输出给估计和检测装置；和

25 利用滤波装置的输出和估计装置的数据模型在所述检测装置中对发射的码元进行检测，从而提高无线通信中的同信道抑制能力，增加使用频率上信道的数量。

2. 权利要求 1 的方法，其特征在于所述滤波装置考虑进噪声和同信道干扰二阶特性的影响，进行白化操作。

3. 权利要求 1~2 的方法，其特征在于所述检测是在标量输入信号的基础之上一个码元一个码元地进行二进制判决完成的。

- 30 4. 权利要求 1~2 的方法，其特征在于进行线性均衡，然后一个码元一个码元地进行检测。

5. 权利要求 1~2 的方法，其特征在于序列估计是对白化序列进

行的。

6. 权利要求 5 的方法，其特征在于序列估计是利用滤波信道和残留协方差矩阵进行的。

5 7. 权利要求 1~2 的方法，其特征在于检测是通过对白化序列的简化序列估计进行的。

8. 权利要求 1 的方法，其特征在于通信信道模型是一个线性有限冲击响应信道。

9. 权利要求 1 的方法，其特征在于干扰和噪声模型是一个线性矢量值滑动平均过程。

10 10. 权利要求 1 的方法，其特征在于干扰和噪声模型是一个矢量值自回归过程。

11. 权利要求 1 的方法，其特征在于数据模型参数是利用训练数据估计出来的。

15 12. 权利要求 1 的方法，其特征在于数据模型参数是利用码元估计估计出来的。

13. 权利要求 1 的方法，其特征在于所述数据模型的阶数是预先指定的。

14. 权利要求 1 的方法，其特征在于所述数据模型的阶数是按照模型阶数选择判据选择出来的。

20 15. 权利要求 1 的方法，其特征在于所述数据模型阶数是在通信过程中按照信道的误码率进行改变的。

16. 权利要求 1 的方法，其特征在于对所述多个数据模型进行估计，并且用于滤波和检测装置，误码率最低的模型给出码元估计。

25 17. 权利要求 1 的方法，其特征在于时序估计是对训练数据进行估计的。

18. 权利要求 1 的方法，其特征在于时序估计是利用码元估计进行的。

19. 权利要求 1 的方法，其特征在于时序估计是在利用训练数据估计数据模型参数的同时进行的。

30 20. 权利要求 1 的方法，其特征在于频率偏移估计是对训练数据进行的。

21. 权利要求 1~19 的方法，其特征在于频率偏移估计是利用码

元估计进行的。

22. 权利要求 1 的方法，其特征在于频率偏移估计是在利用训练数据估计数据模型参数的同时进行的。

23. 在无线通信中利用二阶统计特性进行自适应同信道干扰抑制的数字接收机，将收到的发射信号的数字同相 I 和正交 Q 分支作为接收机的输入，对所述信号进行粗略的同步和粗略的频率偏移补偿，包括消旋装置，分离装置，滤波装置，估计装置和用于检测接收信号中发射码元的装置，其特征在于包括以下装置：

消旋装置，对信号进行消旋处理，如果使用的调制形式是一维的，就输出接收信号的一个复值时间离散基带表示，或者如果使用的调制形式是多维的，就从可能的两个矢量值信号序列构造一个复值信号序列，输出所述复值信号；

分离装置，分离所述消旋输出信号，分离成它的实部和虚部，该矢量输出所述分离装置，包括发射信号，同信道干扰用户信号，加性噪声和可能的其它干扰；

估计装置，利用所述分离装置、滤波装置和检测装置的输出作为输入进行估计，对下面的一个或者多个量进行处理：精确同步、精确频率偏移估计或者补偿，或者进行数据模型估计，输出所述量中的一个或者多个给所述消旋装置、滤波装置和检测装置；

滤波装置，利用分离装置的实值输出和估计装置输出的所述数据模型中的系数，另外考虑进噪声和同信道干扰的二阶特性，对信号进行白化操作，滤波以后得到的信号被输出给估计和检测装置；和

信号中发射码元的检测装置，利用滤波装置的输出和估计装置的数据模型，从而提高无线通信中的同信道抑制能力，增加使用频率上信道的数量。

24. 权利要求 23 的接收机，其特征在于所述滤波装置考虑进噪声和同信道干扰二阶特性的影响，进行白化操作。

25. 权利要求 23~24 的接收机，其特征在于所述检测是在标量输出信号的基础之上一个码元一个码元地进行二进制判决完成的。

26. 权利要求 23~24 的接收机，其特征在于进行线性均衡，然后一个码元一个码元地进行检测。

27. 权利要求 23~24 的接收机，其特征在于序列估计是对白化序

列进行的。

28. 权利要求 27 的接收机, 其特征不在于序列估计是利用滤波信道和残留协方差矩阵进行的。

5 29. 权利要求 23~24 的接收机, 其特征不在于检测是通过对白化序列的简化序列估计进行的。

30. 权利要求 23~24 的接收机, 其特征不在于通信信道模型是一个线性有限冲击响应信道。

31. 权利要求 23~24 的接收机, 其特征不在于干扰和噪声模型是一个线性矢量值滑动平均过程。

10 32. 权利要求 23~24 的接收机, 其特征不在于干扰和噪声模型是一个矢量值自回归过程。

33. 权利要求 23~24 的接收机, 其特征不在于数据模型参数是利用训练数据估计出来的。

15 34. 权利要求 23~24 的接收机, 其特征不在于数据模型参数是利用码元估计估计出来的。

35. 权利要求 23~24 的接收机, 其特征不在于模型的阶数是预先指定的。

36. 权利要求 23~24 的接收机, 其特征不在于模型的阶数是按照模型阶数选择判据选择出来的。

20 37. 权利要求 23~24 的接收机, 其特征不在于模型阶数是在通信过程中按照信道的误码率进行改变的。

38. 权利要求 23~24 的接收机, 其特征不在于对多个模型进行估计, 并且用于滤波和检测装置, 误码率最低的模型给出码元估计。

25 39. 权利要求 23~24 的接收机, 其特征不在于时序估计是对训练数据进行进行的。

40. 权利要求 23~24 的接收机, 其特征不在于时序估计是利用码元估计进行的。

41. 权利要求 23~24 的接收机, 其特征不在于时序估计是在利用训练数据估计数据模型参数的同时进行的。

30 42. 权利要求 23~24 的接收机, 其特征不在于频率偏移估计是对训练数据进行进行的。

43. 权利要求 23~24 的接收机, 其特征不在于频率偏移估计是利用

码元估计进行的。

44. 权利要求 23~24 的接收机,其特征在于频率偏移估计是在利用训练数据估计数据模型参数的同时进行的。

一种接收机

技术领域

- 5 本发明涉及在无线通信中利用二阶统计特性进行自适应同信道干扰抑制的方法和接收机。

发明背景

- 同信道干扰会限制今天的无线系统中同时工作的用户的数量；有效地抑制无线通信系统中同信道干扰的技术特别重要。最近，人们提出利用天线阵列来获得额外的自由度，从而利用空间时间处理来抑制干扰。在一些情形里，采用天线阵列是不可行的，或者是没有吸引力的。

- 无线系统中用户数量的增加促进了干扰抑制技术领域中的研究工作。为了抑制同信道干扰信号，通常都要充分利用接收信号中的某种自由度。通过在基站采用多个接收天线，和/或充分利用通信信号中的时间结构，能够获得这种自由度。

- 最近人们正在努力研究如何在无线系统中使用天线阵列；见 P. Zetterberg 和 B. Ottersten 于 1995 年 8 月在 IEEE 汽车技术杂志 44 (3) 第 651~660 页上发表的文章“用于空间选择性发射的基站天线阵列系统的谱效率”；F. Picon、P. Chevalier、P. Vila 和 J. -J. Monot 于 1997 年 4 月在无线通信信号处理进展国际会议文集 (SPAWC) 第 309~312 页上的文章“具有 ISI 信道的空间和时间联合均衡—基站天线阵列的理论和实验结果”，以及 D. Asztely 和 B. Ottersten 于 1998 年 9 月 8~11 日希腊的 Rhodes 岛上召开的第九届欧洲信号处理会议 (EUSIPCO-98) 上发表的文章“MLSE 和结合了天线阵列的空间-时间干扰抑制”。

- 过去的多维天线阵列信号处理一般都集中在利用阵列输出数据中存在的空间尺寸上。直到最近为止，时间维（延迟-扩展）都使用单独的电路（信道均衡）来处理的。在构成高效率的接收机方法进行干扰抑制的时候，结合在一起的时间和空间处理特别有用，例如 D. T. M. Slock 于 1996 年在纽约召开的通信理论小型会议和 Globecom 的会议文集第 214~218 页上发表的文章“一种干扰抵消多信道匹配滤波

器”，以及 A. J. Paulray 和 C. B. Papadias 于 1997 年在 IEEE 信号处理杂志第 14 卷第 6 期第 49~83 页上发表的文章“无线通信的空间-时间处理”。天线阵列的缺点是在移动台上实现会增加硬件和难度。本发明描述一种方法和接收机，用于利用一个或者多个天线进行自适应的同信道干扰抑制。

本发明的方法和接收机是通过后面的独立权利要求提出来的。本发明的其它实施方案是通过后面的从属权利要求提出来的。

发明内容

本发明涉及采用同信道干扰抑制技术的一种方法和一种接收机，这种技术利用二阶统计特性在无线通信中进行自适应同信道干扰抑制。本发明利用特定信号星座的特性获得额外的自由度，从而能够在干扰抑制中采用强有力的算法。该方法能够用于一个或者多个相干无线电信道或者一个或者多个天线。信号星座的实例包括 PAM、BPSK、MSK 和 GMSK。收到的发射信号的数字 I（同相）和 Q（正交）分支被用作接收机的输入，对所述信号进行了粗略的同步和粗略的频率偏移补偿。本发明的接收机包括消旋装置、滤波装置、估计装置和用来检测接收信号中发射码元的装置。

在所述消旋装置中对信号进行消旋以后，如果所用调制形式是一维的，就输出接收信号的一个复值时间离散基带表示。如果所用调制形式是多维的，在所述装置中从可能的两个矢量值的信号序列将一个复值信号分开成实部和虚部，将这个矢量从所述分离装置输出，其中包括发射信号、同信道干扰用户信号、加性噪声和可能的其它干扰。

本发明的方法包括以下步骤：在所述估计装置中将所述分离装置、滤波装置、所述检测装置的输出作为输入进行估计，对以下量中的一个或者多个量进行处理：精确同步、精确频率偏移估计补偿，或者进行数据模型估计，将所述量中的一个或者多个输出给消旋、滤波和检测装置。

所述滤波装置中的滤波利用所述分离装置的实值输出和所述估计装置中的所述数据模型输出中的系数，对信号进行白化操作，同时将噪声和同信道干扰的二阶特性考虑在内，将滤波后的信号输出给估计和检测装置。所述滤波装置进行白化操作，将噪声和同信道干扰的二阶统计特性考虑在内。

在检测装置中检测发射码元，利用所述滤波装置的输出，以及估计装置输出的数据模型，从而提高无线通信的同信道抑制，这样就能够提高所用频率的数量。

5 在本发明的一个实施方案中，通信信道的模型是一个线性有限冲击响应信道。

在本发明的另一个实施方案中，干扰和噪声模型是一个线性矢量值滑动平均过程。在另一个实施方案中，干扰和噪声模型是一个矢量值回归过程。

10 本发明中序列估计的另一个实施方案建立在利用滤波信道和残留协方差矩阵的白化序列的基础之上。在另一个实施方案中，在标量输入信号的基础之上一个码元一个码元地通过二进制二元判定来进行检测。在再一个实施方案中，通过对白化序列进行简化的序列估计进行检测。在另一个实施方案中，先进行线性均衡，然后进行码元检测。

15 在本发明的一个实施方案中数据模型参数是利用训练数据进行估计的。在另一个实施方案中，数据模型参数是利用码元估计进行估计的。

在本发明的在一个实施方案中，预先指定模型阶数。在模型阶数的另一个实施方案中，按照一个模型阶数选择判据来选择模型阶数。在另一个实施方案中，在通信过程中按照信道误码率改变模型阶数。

20 在另一个实施方案中，估计多个模型，用于滤波和检测装置，最小误码率对应的模型给出码元估计。

在本发明的又一个实施方案里，对训练数据进行时序估计。在另一个实施方案里，可以利用码元估计进行时序估计。在另一个实施方案里，利用训练数据估计数据模型参数的同时进行时序估计。

25 在另一个实施方案里，在训练数据的基础之上进行频率偏移估计。在另一个实施方案里，利用码元估计进行频率偏移估计。

在另一个实施方案里，在利用训练数据估计数据模型参数的同时估计频率偏移。

30 在另一个实施方案里，在训练数据的基础之上估计频率偏移。频率偏移估计可以利用码元估计进行。

在另一个实施方案里，在利用训练数据估计数据模型参数的同时估计频率偏移。

在另一个实施方案里，所述滤波装置包括一个矢量值线性无限冲击响应滤波器。所述滤波装置进行白化操作，它考虑了噪声和同信道干扰的二阶统计特性。可以通过将维特比算法应用于白化序列来进行多信道最大似然序列估计。

5 附图说明

图 1 从原理上说明现有技术中的接收机；和

图 2 从原理上说明本发明的接收机。

具体实施方式

10 本发明涉及在无线通信中采用同信道干扰抑制方案的一种方法和一种接收机，它利用二阶统计特性进行自适应同信道干扰抑制。为了说明本发明，描述了一种 GSM 无线电接收机。到利用指定结构信号星座的其它数字调制的扩展包括在本发明中。总的来说通信信号具有特定的结构，例如，码分多址（CDMA）发射信号的特殊时间形状，用不同的用户专用代码控制，用于分开当前的信道用户。

15 在这种情况下通信信号对于抑制不需要的信号特别有用。取决于时序偏移、信号强度等等，这种编码多少有效地区分开了用户。在这里，利用时分多址系统来说明本发明。对于利用具有指定结构（例如 BPSK）的信号星座的码分多址系统，也可以采用本发明中具有自适应干扰抑制能力的接收机。还说明如何能够利用二相移键控（BPSK）、
20 脉冲幅度调制（PAM）、最小频移键控（MSK）和高斯最小频移键控（GMSK）通信信号来提高处理数量的自由度。显然，从一维码元采样通信系统开始，可以获得二维系统，见 M. Kristensson、D. T. Slock 和 B. Ottersten 于 1996 年 11 月在 Pacific Grove 的信号、系统和计算机的第 30 届 Asilomar 会议论文集上发表的文章“BPSK 通信信道的盲子
25 空间识别”。检测感兴趣的用户的时刻，它能够方便强有力的空间-时间算法的使用；即使是只有一个天线，没有任何时间过采样的情况下也是如此。

图 1 说明一个大家都知的过程，它被用于多数现代数字接收机中。实际情况和顺序可能不同，滤波和下变频一级一级地进行，有时
30 是数字式的。这个图说明无线电接收机中的一个模拟功能块。这些功能块包括对接收信号 $r(t)$ 进行处理的滤波器 14、10，下变频器和采样器 12。

在本发明中假设接收机中能够获得用 $r_I(k)$ 16 和 $r_Q(k)$ 18 表示的接收信号的数字采样 I (同相) 和 Q (正交) 分支。

本发明假设已经进行了粗略的同步和粗略的频率偏移补偿。下标 k 表示时间, 假设它是以码元作为间隔的。有多个天线和/或对于码元时间进行过采样的情形中, $r_I(k)$ 和 $r_Q(k)$ 这些量可以是矢量。矢量的大小等于天线数量和过采样系数的乘积。它常常被叫做时间离散数字基带通信信号。接收机中一个功能块内的采样速率可以比码元速率大。允许相对于码元周期的过采样。

下面描述本发明的方法中涉及到的用来充分利用调制形式抑制干扰的数字接收机功能块。下面的功能块是本发明的核心, 在图 2 中进行描述。

消旋功能块 20 具有两项功能之一, 具体取决于发射信号的调制方法。

首先, 如果发射调制形式是一维的, 例如只需要描述一个基函数, 那么图 2 中消旋功能块 20 的输出 $y(k)$ 30 就是接收信号 16、18 的复值时间离散基带表示。也就是

$$y(k) = r_I(k) + ir_Q(k) \quad k = 1, 2, \dots \quad (1)$$

描述可能的矢量值信号 y 。在这里, i 是虚数单位, 定义为 $i^2 = -1$ 。 $y(k)$ 这个量常常被叫做多信道时间离散数字基带通信信号。这种调制方式的实例有 BPSK (二相移键控) 和一维幅度调制。如果发射调制形式是 MSK 或者 GMSK, 那么消旋功能块的输入信号就被消旋。消旋原理如下。首先, 形成两个可能是矢量值的序列

$$\tilde{y}(k) = r_I(k) + ir_Q(k) \quad k = 1, 2, \dots \quad (2)$$

它是复值序列。然后, 构成消旋以后的序列

$$y(k) = i^{-k} \tilde{y}(k), \quad k = 1, 2, \dots \quad (3)$$

它是第二种情形中消旋功能块 20 的输出。

图 2 中消旋功能块 20 的输出是分离功能块 22 的输入。分离功能块 22 将输入信号分成实部和虚部:

$$\begin{aligned} x_r(k) &= \text{Re}\{y(k)\}, \\ x_i(k) &= \text{Im}\{y(k)\}. \end{aligned} \quad (4, 5)$$

在这里, $\text{Re}\{\}$ 和 $\text{Im}\{\}$ 分别表示括号中的数的实部和虚部。从 $y(k)$ 30 的实部和虚部形成的矢量 $x(k)$ 32 是分离功能块 22 的输出:

$$x(k) = \begin{bmatrix} x_r(k) \\ x_i(k) \end{bmatrix} \quad (6)$$

5 矢量值序列 $x(k)$ 32 包括发射信号、同信道干扰用户、加性噪声和其它干扰。

图 2 中的估计功能块 28 接收分离功能块 22、滤波器 24 和检测器 26 的输出作为输入。所述估计功能块 28 进行以下操作中的一项或者多项: 同步, 精确频率偏移估计/补偿, 数据模型估计, 信道和干扰参数
10 估计。这些量中的一个或者多个被输出给消旋功能块 20、滤波器功能块 24 和检测器功能块 26。估计程序利用发射码元中的冗余信息来确定未知量。发射码元序列中的冗余可以是训练序列、报头、同步码元、已知有效载荷等等。估计器和检测器功能块有一个实施方案可行, 下面将对此进行说明。滤波功能块 24 从分离功能块 22 接收实值矢量 $x(k)$
15 32 作为输入, 从估计器功能块接收数据模型 (h, W, Q) 中的系数。

滤波功能块 24 进行多信道白化操作。它不是一个传统的白化滤波器, 因为它考虑了噪声和同信道干扰的二阶特性。滤波功能块 24 的输出被输入检测器 26 和估计器 28 功能块。

下面描述能够抑制干扰的多信道线性接收机。对于信道估计, 将
20 用户感兴趣的时间离散信道模拟成有限冲击响应滤波器。将干扰和噪声一起作为矢量值自相关 (VAR) 系统, 见 D. Asztely 和 B. Ottersten 的“天线阵列中的 MLSE 和空间-时间干扰抑制”, 第 IX 届欧洲信号处理会议 (EUSIPCP-98), 希腊, Rhodes 岛, 1998 年 9 月 8~11 日; R. Illtis 的“用于联合信道估计和干扰抑制的 GLRT 扩频接收机”, IEEE
25 通信杂志, 第 37 卷, 第 3 期, 第 277~288 页, 1989 年 3 月。将干扰模拟成时间上有色, 非循环的, 以下文献中说明了这一点的重要性: D. T. M. Slock, “一种干扰对消多信道匹配滤波器”, 通信理论小型会议及 Globecom, 第 309~312 页, 巴黎, 1997 年 4 月, IEEE。

将收到的数据样本白化以后, 通过将维特比算法用于白化序列进

行最大似然序列检测或者简化序列估计。

本发明中的方法的新颖之处在于接收机结构和信号星座利用之间的有效结合。与最大似然检测而不利用信号星座相比这一方法的好处是显而易见的。因此这里给出的方法和思想可以应用于不采用天线
5 阵，调制波形是非循环的这种接收机。著名的 GSM 系统就是这样一个实例。

与利用天线阵的方法相反，本发明的方法不需要改变任何硬件。本发明当然还可以用于利用天线阵和/或相对于码元周期的时间过采样来提高接收机的性能。为了提高无线电接收机中几个功能块的性能，可以利用 GSM 这样的移动通信中的调制方法。在产生干扰的用户
10 是主要干扰来源的情况下，能够获得最大的性能提高。

在一个实施方案中，多信道滤波器功能块 24 是一个矢量值线性 IIR（无限冲击响应）滤波器。在一个优选实施方案中，滤波器功能块 24 是一个具有 Z 变换的多维有限冲击响应滤波器。

$$W(z) = I + \sum_{k=1}^K W(k)z^{-k} \quad (7)$$

滤波器的输出用 $x'(k)$ 34 表示。滤波器进行以下操作：

$$x'(k) = x(k) + \sum_{l=1}^K W(l)x(k-l) \quad (8)$$

注意，上面的所有量都是实数量。

检测器功能块从滤波器功能块 24 接收 $x'(k)$ 34 作为输入，从估
20 计器功能块 28 接收数据模型 (h, W, Q) 作为输入。检测器功能块 26 的输出是发射码元的估计。检测器功能块 26 有几个实施方案。

在一个实施方案中，进行二元判定来进行检测；在标量输入信号 $x'(k)$ 34 的基础之上一个码元一个码元地进行，例如：

$$\begin{aligned} x'(k) > 0 & \quad \text{发射 "1"} \\ x'(k) < 0 & \quad \text{发射 "0"} \end{aligned} \quad (9, 10)$$

在一个优选实施方案中，用一个多信道最大似然序列估计器（MLSE）进行检测。它将数据模型 (h, W, Q) 适当地考虑在内，产生最可能码元的一个估计。MLSE 可以用著名的维特比算法进行，也可以

近似地用它的简化版本进行。

下面描述估计器功能块 28、滤波器功能块 24 和检测器功能块 26 的实施方案。为了简化开发过程，首先引入接收信号的一个数据模型。在离散时间域内，通信信道的一个公共线性模型是从发射机到接收机的一个线性有限冲击响应信道。因此矢量和实值信号 $x(k)$ 的这个模型是：

$$x(k) = \sum_{l=0}^M h(l)s(k-l) + n(k) \quad (11)$$

其中 $n(k)$ 是包括接收机噪声、模型失配和其它用户干扰的噪声。注意，(11) 是接收到的通信信号的一个实值矢量描述。就像下面所说明的一样，这一描述更加一般化，用一般的大小支持比复值系统更有力度的干扰抑制。为了检测感兴趣的码元 $s(k)$ ，信道和噪声的特性应该已知。下面描述噪声特性。

需要特别注意 (11) 中噪声项的时间相关。人们常常忽略这种相关。没有干扰的时候，或者信道的延迟扩展很小的时候，这是一个合适的模型。但是，当延迟扩展很明显的时候，产生干扰的用户的信号将因为它们也满足 (11) 那样的一个公式而在时间上相关。在一个实施方案里，对噪声 $n(k)$ 作为具有额外噪声输入的一个矢量值滑动平均 (MA) 过程。一旦估计出 MA 过程的参数，就对 $n(k)$ 进行白化处理，并且针对收到的白化序列利用维特比算法估计发射序列。这个检测器具有优良的性能，但是，这样一个过程的缺点是维特比均衡器中状态的数量会随着发射码元的数量上升而无止境地增长。对于很大的块长度，这个方法不太实际。

在这个优选实施方案中，干扰和噪声被按照以下公式，作为 K 阶矢量值自相关过程 $VAR(K)$

$$n(k) + \sum_{l=1}^K W(l)n(k-l) = e(k), \quad (12)$$

其中 $e(k)$ 是一个时间白色和高斯分布过程，它的空间协方差为

$$E\{e(t)e^T(t)\} = Q \quad (13)$$

在一个实施方案中，这个模型的阶数是利用几个著名模型阶数选择判据中的一个确定的。在另一个实施方案中，模型阶数是一个接收机设计参数，固定为一个预定值。在另一个实施方案中，在通信过程中按照信道的误码率改变模型阶数。在再一个实施方案中，估计多个模型，并且用于滤波和检测级，给出最小误码率性能的模型产生码元估计。

误码率性能可以用差错检测和/或纠错码来进行评估，它们在数字通信系统中很常见。

以上噪声模型当然只是具有噪声和干扰的真实环境的一个近似。这样选择噪声模型的优点是码元的检测比较直截了当。

估计发射码元的最大似然方法假设已知模型中的参数。在这里概述在具有已知码元序列，例如训练序列的一个系统中如何估计参数。在训练序列里，估计信道和噪声参数。对通信系统的假设是感兴趣的信号和干扰源是脉冲串同步的，并且这种情形是时间不变的，因此训练过程中估计出来的参数在整个信息脉冲串里都是有效的。

这种系统的一个实例是 GSM 系统，其中的基站是同步的。当然可以将上面描述的接收机用于基站不同步的情形，其性能将会有所损失。还可以将这个方法扩展到处处理基站不同步的情形。但是，在这种情况下，在信息脉冲串过程中需要以递归方式更新 VAR 模型。在这个领域里大家都了解 VAR 模型的自适应估计程序。

为了概略说明这一估计程序，将下面的公式 (26、27) 和 (31) 结合起来

$$\mathbf{x}(k) + \sum_{l=1}^K \mathbf{W}(l)\mathbf{x}(k-l) = \mathbf{H}\mathbf{s}(k) + \mathbf{n}(k) \quad (14)$$

注意， $\mathbf{W}(1), \dots, \mathbf{W}(K)$ 和 $\mathbf{H}$ 中的关系是线性的。在训练序列中，测量得到的接收序列 $\mathbf{x}(k)$ 和数据码元 $\mathbf{s}(k)$ 都是已知量。同时估计 $\mathbf{W}(1), \dots, \mathbf{W}(K)$ 中的 VAR 参数和 $\mathbf{H}$ 中的信道系数的时候，这样做会得到一个简单的最小平方拟合。

$$\begin{aligned} \{\hat{\mathbf{W}}, \hat{\mathbf{H}}\} &= \arg \min_{\mathbf{W}, \mathbf{H}} \sum_{k=1}^N \left\| \mathbf{x}(k) + \sum_{l=1}^K \mathbf{W}(l)\mathbf{x}(k-l) - \mathbf{H}\mathbf{s}(k) \right\|^2 \\ &= \arg \min_{\mathbf{W}, \mathbf{H}} \sum_{k=1}^N \|\mathbf{e}(k)\|^2 \end{aligned} \quad (15, 16)$$

其中 N 是进行最小化处理所利用的样本数, W 表示模型参数 $W(1), \dots, W(K)$ 。 Q 的估计由残余 $\varepsilon(k)$ 的样本协方差给出。

$$\hat{Q} = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N \varepsilon(k) \varepsilon^T(k) \quad (17)$$

在多数系统中, 发射机的频率和接收机的频率略有差别。由于它会影响接收机的工作, 因此必须估计这一频率偏移, 并进行补偿。假设信号 $r_1(k)$ 和 $r_0(k)$ 有一个粗略的频率偏移补偿, 在这个领域中大家都了解。精确的频率偏移估计可以在估计器功能块里进行。滤波器功能块 24 的输出中干扰将会减小, 这样, 这一方法比没有考虑干扰的方法效果更好。类似于 (6), 将矢量 $x'(k)$ 分解成:

$$x'(k) = \begin{bmatrix} x'_r(k) \\ x'_i(k) \end{bmatrix} \quad (18)$$

同样, 对应于分开的公式 (14) 引入以下公式:

$$\begin{bmatrix} x'_r(k) \\ x'_i(k) \end{bmatrix} = x(k) + \sum_{l=1}^K W(l)x(k-l) = \begin{bmatrix} H_r s(k) \\ H_i s(k) \end{bmatrix} + n(k) \quad (19)$$

于是通过让以下表达式结果最小, 可以获得频率偏移的估计 ω_0 :

$$\hat{\omega}_0 = \arg \min_{\omega_0} \sum_{k=1}^{N'} \left\| \begin{bmatrix} x'_r(k) \\ x'_i(k) \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} H_r \hat{s}(k) \cos(\omega_0 k) \\ H_i \hat{s}(k) \sin(\omega_0 k) \end{bmatrix} \right\|^2 \quad (20)$$

其中 N' 是进行最小化处理采用的那一批数据。在一个实施方案中, 将 (20) 中的信道矩阵 H_r 和 H_i 同通过信道估计程序获得的信道矩阵估计分开, 从信道估计程序获得滤波矩阵 W , 从检测器功能块输出码元估计。

在另一个实施方案中, 利用训练数据进行最小化处理。在这种情况下, 同时对 W , H_r , H_i 和 ω_0 进行最小化处理。

$$\min_{W, H_r, H_i, \omega_0} \sum_{k=1}^{N'} \left\| x(k) + \sum_{l=1}^K W(l)x(k-l) - \begin{bmatrix} H_r s(k) \cos(\omega_0 k) \\ H_i s(k) \sin(\omega_0 k) \end{bmatrix} \right\|^2 \quad (21)$$

作为另一个选择, 对训练数据进行频率偏移估计, 假设它们是普

通信道和滤波器（相同操作）。在另一个实施方案中，利用以上判据的著名的自适应版本自适应地估计频率偏移。总之，频率偏移估计的适应速率慢于数据模型参数。在消旋功能块 20 里可以通过以下公式补偿频率偏移。

$$5 \quad y(k) = (r_I(k) + i r_Q(k)) e^{-i \omega_0 k} \quad k = 1, 2, \dots \quad (22)$$

为了进行数据检测，必须进行同步或者时序估计。假设信号 $r_I(k)$ 和 $r_Q(k)$ 被粗略同步，也就是说，训练数据的位置大致地是知道的。关于如何进行这种粗略的同步，这在本领域中大家都了解。

10 精确的时序估计可以在估计功能块中进行。滤波器功能块的输出中，干扰应该已经减小，这一方法会比不考虑干扰的方法效果更好。通过让以下表达式最小，可以获得时序估计 τ_0 。

$$\hat{\tau}_0 = \arg \min_{\tau_0} \sum_{k=1}^{N'} \|x'(k, \tau_0) - Hs(k)\|^2 \quad (23)$$

15 其中 N' 是进行最小化的那一批数据。在一个实施方案中，(23) 中的信道矩阵 H 和滤波矩阵 W 是从粗略同步的信道估计程序获得的。(23) 中的码元估计是检测器功能块 26 的输出。

在本发明的另一个实施方案中，利用训练数据进行时序估计。在这种情况下，同时针对 W 、 H 和 τ_0 进行最小化处理。

$$\min_{W, H, \tau_0} \sum_{k=1}^N \left\| x(k, \tau_0) + \sum_{l=1}^K W(l) x(k-l, \tau_0) - Hs(k) \right\|^2 \quad (24)$$

20 作为一个选择，对训练数据进行时序估计，假设它是普通信道和滤波器（相同操作）。在另一个实施方案中，用以上判据的著名自适应版本对时序进行自适应估计。总之，时序估计的自适应速度比数据模型参数的慢。在这一部分和后面的一部分中，假设数据模型 (h, W, Q) 中的系数是已知的/估计出来的，因而省去符号 $^{\wedge}$ 。

25 如前所述，在一个实施方案中，检测器包括一个时间白化滤波器，后面是一个 MLSE，用于进行时间白化噪声处理。因为噪声和干扰都被模拟成 VAR 过程，因此白化滤波器是一个具有 Z 变换的多维有限冲击响应滤波器。

$$W(z) = I + \sum_{k=1}^K W(k)z^{-k} \quad (25)$$

为了用数学公式表示白化过程，用 $x'(k)$ 表示白化滤波器的输出，也就是

$$x'(k) = x(k) + \sum_{l=1}^K W(l)x(k-l) \quad (26)$$

5 白化滤波器的输出满足以下公式：

$$x'(k) = \sum_{l=0}^{M+K} h'(l)s(k-l) + e(k) \quad (27)$$

其中 $e(k)$ 是干扰 VAR 模型中的处理噪声。新信道 h' 是 $M+K$ 阶的，是原始信道与 VAR 模型的卷积。在这里，新信道 h' 是

$$h'(k) = \sum_{l=0}^K W(l)h(k-l), \quad k = 0, \dots, M+K, \quad (28)$$

10 其中 $W(0) = I$ 。注意，这个新信道是一个有限阶的多维有限冲击响应滤波器。这就结束了对接收到的数据的白化的讨论。

为了用公式表示 MLSE，我们按照以下公式和以下码元矢量构造 $2 \times (M+K)$ 信道矩阵 H

$$H' = [h'(0) \dots h'(M+K)] \quad (29)$$

$$s(k) = [s(k) \dots s(k-M-K)]^T \quad (30)$$

15 利用这些表达式，将 (27) 中的白化二维系统紧凑地表示为

$$x'(k) = H's(k) + e(k) \quad (31)$$

最后，接收到的序列的最大似然估计是

$$\{\hat{s}(k)\} = \arg \min_{\{s(k)\}} \sum_l (x'(l) - H's(l))^T Q^{-1} (x'(l) - H's(l)) \quad (32)$$

将所有码元 $s(1)$ 加起来进行检测，同时包括部分训练数据（如果能够获得），以提供初始和/或最终条件。最好是利用维特比算法进行最小化处理，这一点在本领域中大家都了解。

- 检测器的输出 $s(k)$ 是输入数据码元的硬估计或者软估计。这些硬
- 5 判决或者软判决都被用于在估计最终的信息码元之前去交织、纠错/检错。

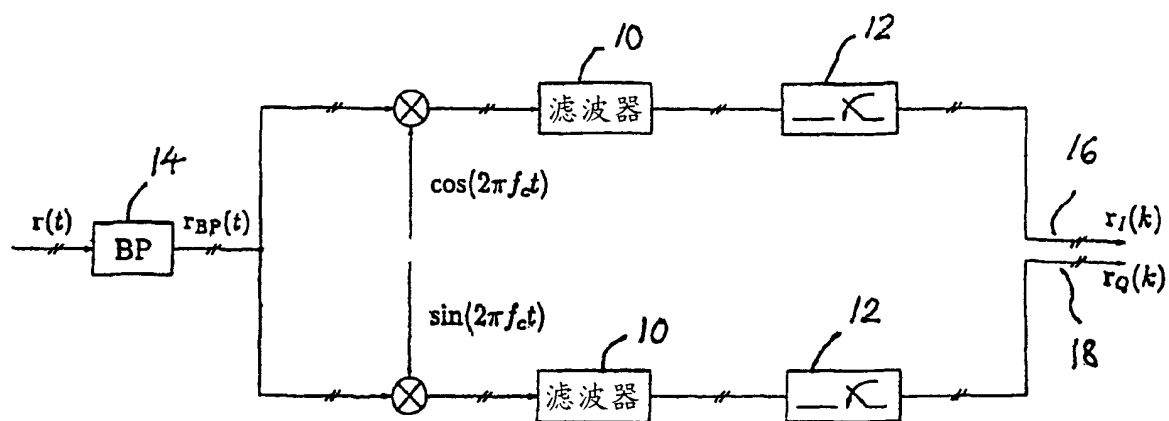


图 1

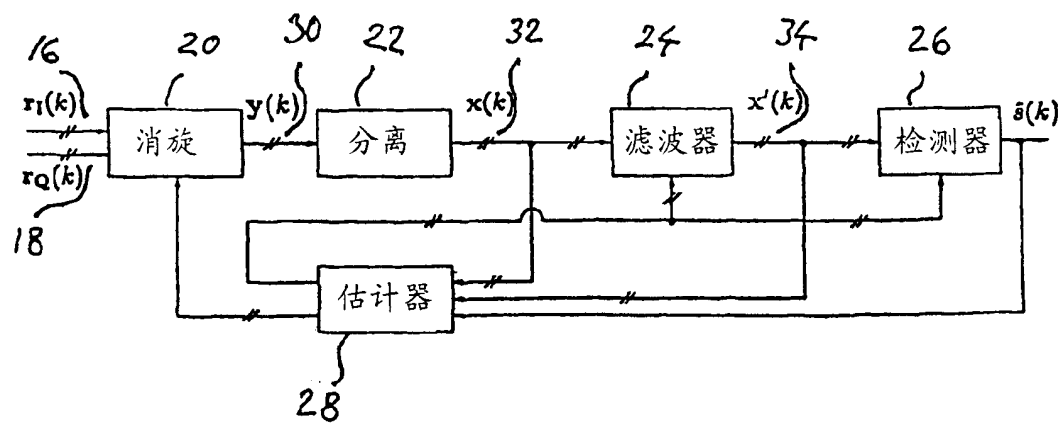


图 2