

[19] 中华人民共和国国家知识产权局

[51] Int. Cl⁷

H04L 25/03

H04B 7/08

[12] 发明专利说明书

[21] ZL 专利号 95194863.6

[45] 授权公告日 2002 年 4 月 3 日

[11] 授权公告号 CN 1082300C

[22] 申请日 1995.7.28 [24] 颁证日 2002.4.3

[21] 申请号 95194863.6

[30] 优先权

[32] 1994.8.2 [33] US [31] 08/284,775

[86] 国际申请 PCT/US95/09484 1995.7.28

[87] 国际公布 WO96/04738 英 1996.2.15

[85] 进入国家阶段日期 1997.2.28

[73] 专利权人 艾利森公司

地址 美国北卡罗莱纳州

[72] 发明人 G·E·博顿利

[56] 参考文献

EP 0425458A1 1991.5.2 H04L25/03

US 5319677A 1994.6.7 H04B7/10

审查员 陈 谦

[74] 专利代理机构 中国专利代理(香港)有限公司

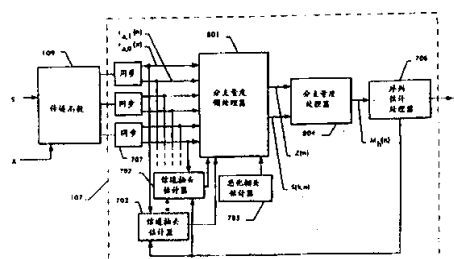
代理人 董 巍 邹光新

权利要求书 4 页 说明书 16 页 附图页数 8 页

[54] 发明名称 多副天线的数字蜂窝通信系统中用于干扰抑制合成的方法和装置

[57] 摘要

在一个数字无线通信系统中,使用干扰抑制和分集合成减少信道中的衰落、时间扩散及干扰等有害影响。表示数字符号序列的数字信号通过无线信道传输,在该信道中信号可能会受到衰落、时间扩散和干扰的侵害。具有一副或多副天线的接收机接收被侵害的信号。对接收的信号进行处理,对每副天线生成一个接收信号抽样流 $r_k(KTs)$ 。结合假设的信号序列和每个信道的模型,对每副天线生成估计的接收信号抽样。对接收信号抽样和估计的接收信号抽样进行处理,并结合对恶化相关特性的估计,生成 Viterbi 或其它序列估计算法所用的分支量度。根据信道是否是时变的,分支量度处理器可能具有某一种配置。



知识产权出版社出版

ISSN 1008-4274



权 利 要 求 书

1. 无线通信系统中用于减少信号衰落、时间扩散和干扰的一种方法，包括的步骤为：

- a) 产生并发送表示被发送的符号序列的信号；
- 5 b) 接收所说的信号；
- c) 处理所说的信号，产生多个信号抽样流；
- d) 为所说的天线估计信道抽头，产生信道抽头估计；
- e) 估计所述流中的恶化相关特性，产生恶化相关特性估计；
- f) 用所说的接收信号抽样、所说的信道抽头估计和所说的恶化相关
- 10 特性估计在分支量度处理器中生成分支量度；并且
- g) 在序列估计算法中使用所说的分支量度，估计所说的发送的符号序列。

2. 根据权利要求 1 的一种方法，其中在一个天线上接收所说的信号并对其进行处理使得每个所述流中每个符号周期有一个信号抽样。

15 3. 根据权利要求 1 的一种方法，其中所说的生成步骤 f) 包括：

- a) 产生假设符号序列；
- b) 把接收信号抽样与信道抽头估计和所说的恶化相关特性的估计合成，产生量度乘数；
- c) 把所说的信道抽头估计与另一个信道抽头估计和所说的恶化相关
- 20 特性的估计合成，产生量度乘数；以及

d) 把所说的量度乘数与所说的假设符号序列合成，产生分支量度。

4. 根据权利要求 1 的一种方法，其中所说的生成步骤(f)包括：

- a) 产生假设符号序列；
- b) 把接收信号抽样与信道抽头估计和所说的恶化相关特性的估计合
- 25 成，产生量度乘数；
- c) 把所说的信道抽头估计与另一个信道抽头估计和所说的恶化相关特性的估计合成产生量度乘数；以及

d) 把量度乘数与所说的假设符号序列合成，产生分支量度。

5. 根据权利要求 1 的一种方法，其中所说的生成步骤 f) 包括：

- a) 产生假设符号序列；
- 30 b) 把所说的接收信号抽样与所说的信道抽头估计和所说的恶化相关特性的估计合成，产生 $Z(n)$ 值；

c) 把所说的信道抽头估计与另一个信道抽头估计和所说的恶化相关特性合成, 产生 $S(k, n)$ 值; 以及

d) 把所说的 $Z(n)$ 和 $S(k, n)$ 值与所说的假设符号序列 (s_n) 合成, 产生分支量度。

5 6. 根据权利要求 1 的一种方法, 其中在至少两个天线上接收所说的信号并对其进行处理生成所述信号抽样流。

7. 根据权利要求 1 的一种方法, 其中处理步骤 c) 使用对数极性信号处理。

10 8. 根据权利要求 1 的一种方法, 其中所说的恶化相关特性估计表示为恶化相关矩阵的逆矩阵。

9. 根据权利要求 1 的一种方法, 其中所说的生成步骤 f) 包括:

a) 产生假定的符号序列;

b) 为每副天线用所说的信道抽头估计对所说的假设信号序列进行滤波, 产生假设的接收信号抽样;

15 c) 从接收信号抽样中减去所说的假设接收信号抽样, 产生假设误差信号; 以及

d) 用所说的恶化相关特性估计对所说的假设误差信号进行处理, 产生分支量度。

10. 根据权利要求 1 的一种方法, 其中所说的估计步骤 e) 包括:

20 a) 产生临时的检测符号序列;

b) 对每副天线用所说的信道抽头估计对所说的临时检测符号序列进行滤波, 产生检测信号抽样;

c) 从接收信号抽样中减去所说的检测信号抽样, 产生检测误差信号; 以及

25 d) 用所说的恶化相关特性对所说的检测误差信号进行处理, 产生所说的恶化相关特性的更新估计。

11. 根据权利要求 1 的方法, 其中所说的生成步骤 f) 包括:

a) 产生假定符号序列;

30 b) 用所说的信道抽头估计和所说的恶化相关特性的估计对所有的所说的假定符号序列计算预计算值; 以及

c) 用所说的预计算值处理所说的接收信号抽样, 产生分支量度。

12. 根据权利要求 1 的方法, 其中所说的使用步骤 g) 又包括对 Viterbi

算法的使用。

13. 在无线通信系统中用于减少信号衰落、时间扩散和干扰的一种装置，包括：

用于产生和发射表示要发送的符号序列的信号的数字发射机；

5 在一副天线上用于接收所说的信号的接收机；

将所说的信号转换为多个接收信号抽样流的模数转换器；

对所说的天线估计信道抽头，产生信道抽头估计的信道抽头估计器；

用于估计所述流中的恶化相关特性产生恶化相关特性的估计的恶化相关估计器；

10 用所说的接收信号抽样、所说的信道抽头估计和所说的恶化相关特性的估计生成分支量度的分支量度处理器；以及

使用所说的分支量度估计所说的发射的符号序列的序列估计处理器。

14. 根据权利要求 13 的装置，其中在一个天线上接收所说的信号并
15 对其进行处理使得每个所述流中每个符号周期有一个信号抽样。

15. 根据权利要求 13 的装置，其中所说的分支量度处理器包括：

用于产生假设符号序列的符号序列发生器；

把接收信号抽样与信道抽头估计和所说的恶化相关特性的估计合成
产生量度乘数 $e(j, n)$ 的装置，及把所说的信道抽头估计与另一个信道抽
20 头估计和所说的恶化相关特性的估计合成产生量度乘数 $f(j, n)$ 和
 $g(j, k, n)$ ，以及把所说的量度乘数与所说的假设符号序列合成产生分支量
度的装置。

16. 根据权利要求 13 的装置，其中所说的分支量度处理器包括：

用于产生假设符号序列的符号序列发生器；

25 把所说的接收信号抽样与所说的信道抽头估计和所说的恶化相关特性的估计合成产生 $Z(n)$ 值的装置，及把所说的信道抽头估计与另一个信道抽头估计和所说的恶化相关特性的估计合成产生 $S(k, n)$ 值的装置，以及把所说的 $Z(n)$ 和 $S(k, n)$ 值与所说的假设符号序列合成产生分支量度的装置。

30 17. 根据权利要求 13 的装置，其中在至少两个天线上接收所说的信号并对其进行处理生成所述信号抽样流。

18. 根据权利要求 13 的装置，其中所说的模数转换器包含对数极性

信号处理器。

19. 根据权利要求 13 的装置，其中所说的分支量度处理器包括：

用于产生假设符号序列的符号序列发生器；

5 对每副天线用所说的信道抽头估计对所说的假设信号序列进行滤波，产生假设接收信号抽样的装置；

从接收信号抽样中减去所说的假设接收信号抽样，产生假设误差信号的装置；以及

用所说的恶化相关特性的估计对假设误差信号进行处理，产生分支量度的装置。

10 20. 根据权利要求 13 的装置，其中所说的恶化相关估计器包括：

用于产生临时检测符号序列的符号序列发生器；

对每副天线用所说的信道抽头估计对临时检测符号序列滤波，产生检测信号抽样的数字滤波器；

15 从接收信号抽样中减去所说的检测信号抽样，产生检测误差信号的装置；以及

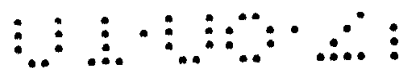
用所说的恶化相关特性的估计处理所说的检测误差信号，产生恶化相关特性的估计的更新的装置。

21. 根据权利要求 13 的装置，其中所说的分支量度处理器包括：

用于产生假设符号序列的符号序列发生器；

20 用所说的信道抽头估计和所说的恶化相关特性的估计对所有的所说的假设符号序列计算预计算值的装置；以及

用所说的预计算值对所说的接收信号抽样进行处理，产生分支量度的装置。



说明书

多副天线的数字蜂窝通信系统中用于 干扰抑制合成的方法和装置

5

本发明的领域

10 本发明一般涉及到对多副天线接收的数字调制无线信号进行解调，
更具体地是涉及到受多径衰落、时间扩散和干扰而恶化的无线信号的分集
合成。

本发明的背景

15 信号的无线传输中发生的一个共同问题是，由于无线传输信道中存
在的多径衰落和干扰，信号有时会丢失。下面，无线传输信道、无线信道
和信道这些术语使用时同样都指同一个词。基本上有两种多径效应：平坦
衰落和时间扩散。平坦衰落来自发射信号或主射线与反射信号或回波间的
相互作用，它们差不多同时到达接收机如果有大量的反射信号，平缓衰落
会导致瑞利分布。当回波相对于主射线来说延迟后，就会产生时间扩散。
20 在信号源与期望的信号非正交的无线环境也有这种情况。非正交信号或干
扰常常来自在相同的频率上工作的无线信号(即共道干扰)或来自在相邻的
频带上工作的无线信号(即邻道干扰)；非正交信号源也称为干扰者。

一种已知的减少瑞利衰落的影响的方法是使用具有两副或多副互相
独立的天线的接收机，例如 William C.Y.Lee 所著美国 Indiana Howard
W. Sam & Co. 公司出版的《移动通信设计基础》中所述的。该书的 3、5、
25 1 节中，给出了几个例子说明了来自具有不同天线的两个接收机放大器的
信号如何合成，用以抵消衰落。这些技术一般称为分集合成。

使用均衡器校正时间扩散，可能比较有用。在数字信号调制的情况中，可以使用美国纽约的 MC-Graw Hill 图书公司 1989 年出版的 John G.Proakis 所著的《数字通信》第二版中所述的极大似然序列估计(MLSE)均衡器。该书的 6、7 节中，阐述了使用 MLSE 均衡法检测受时间扩散或符号间干扰(ISI)侵害而恶化的信号的各种方法。

使用具有多副天线的阵列处理技术可以降低其它信号干扰的影响。例如，适应波束形成可以用于在干扰源的方向在天线方向图上“控制”一个零点。

最近，提出了一些方法，部分地解决了多径衰落和干扰的问题。例如，Backstrom 等的美国专利 5191598 号中，在有平坦衰落和时间扩散的情况下，使用 Viterbi 算法，为每副天线估计一个传递函数，克服精确检测信号的问题。美国专利 5191598 号这儿全部给出作为参考。

在有平坦衰落和干扰的环境中精确检测信号的方法在《IEEE 移动技术学报》的 1993 年 11 月第 42 期 42 卷中由 J.H.Winters 所写的“在有平坦衰落的数字移动无线系统 IS - 54 中用适应性阵列对信号的捕获与跟踪”给出了。

在实际的无线通信系统中，一般平坦衰落、时间扩散和干扰是共存的。虽然上面提到的技术解决了部分问题，有必要同时对付平坦衰落、时间扩散和干扰。

20 本发明概述

根据前面的背景，因此本发明的一个目标是共同解决并纠正同时存在的平坦衰落、时间扩散和干扰问题。

提出了一种方法，用于产生并且发射表示要发送的符号序列的信号，并且在一副或多副天线上接收该信号。对该信号处理，为每副天线生成接收信号抽样。为每副天线估计信道抽头。还估计恶化相关特性。使用接收信号抽样、信道抽头和恶化相关估计，在分支量度处理器中生成分支量度。在序列估计算法中使用分支量度，估计发送的符号序列。

在一种实施方案中，通过产生假设符号序列及用信道抽头估计对假设信号序列滤波，为每副天线生成假设的接收信号抽样来形成分支量度。从接收信号抽样中减掉假设的接收信号抽样，生成假设误差信号，用恶化相关特性估值对它们处理，生成分支量度。

在另一种实施方案中，通过产生临时检测符号序列生成恶化相关特

性的估计，用信道抽头估计对临时检测符号序列滤波以为每副天线生成检测信号抽样。从接收信号抽样中减掉检测信号抽样，生成检测误差信号，用恶化相关特性对检测误差信号处理，生成对恶化相关特性的更新估值。再一种实施方案是，通过生成假设符号序列并且用信道抽头估值和损伤相关特性估值对所有假设符号序列计算预计算值实现分支量度。预计算值和接收信号抽样一起处理，生成分支量度。

还有一种实施方案，通过生成假设符号序列并且把接收的信号抽样与信道抽头估值及恶化相关特性结合起来，产生量度乘法器，生成分支量度，用假设符号序列处理量度乘法器，生成分支量度。

还给出了一种装置，它包括一个数字发射机用于产生并发射表示发送符号序列的信号，一个接收机用于在一副或多副天线上接收所说的信号，一个模拟到数字变换器用于对每副天线把信号变换为接收信号抽样，一个信道抽头估计器用于为每副天线估计信道抽头值以生成信道抽头估计，一个恶化相关估计器用于估计恶化相关特点以生成恶化相关特性的估计。该装置还包括一个分支量度处理器，它连接到信道抽头估计器、恶化相关估计器及接收信号抽样，用接收信号抽样、信道抽头估值及恶化相关特性估值生成分支量度，分支量度处理器的输出连接到产生所述发送符号序列的序列估计处理器。

另一种实施方案中，分支量度处理器包括一个符号序列发生器用于生成假设符号序列，它连接到一个数字滤波器，用信道抽头估值对假设信号序列滤波，以为每副天线生成假设的接收信号抽样。该滤波器连接到从接收信号抽样中减去所说的假设接收信号抽样、以产生假设误差信号的装置，它又连接到用所说的恶化相关特性处理所说的假设误差信号，以产生分支量度的装置。

还给出了另一种实施方案，其中恶化相关估计器包括一个符号序列发生器，用于产生临时检测符号序列，它连接到一个数字滤波器，它用于用信道抽头估值对临时检测符号序列滤波，为每副天线产生检测信号抽样。滤波器输出连接到从接收信号抽样中减去所说的检测信号抽样，以产生检测误差信号的装置，它又连接到用所说的恶化相关特性处理所说的检测误差信号，以产生恶化相关特性估计的一个更新估值的装置。

本发明的这些以及其它特性及优点对于本领域技术人员说，从下面所写的描述当结合下面的附图会是显而易见的，在图中相同的参考号指

相同的部件。

附图的简短描述

图 1 是一个数字无线通信系统的简要图解说明；

图 2 是根据本发明的接收机处理器和传递函数的简要图解说明；

5 图 3 是传递函数的简要说明；

图 4 是根据本发明一个分支量度处理器的简要说明；

图 5 是恶化相关特性的适应性估计器的简要说明；

图 6 是根据本发明分支量度处理器的另一种实施方案的简要说明；

10 图 7 是根据本发明接收机处理器和传递函数的另一种实施方案的简要说明；以及

图 8 是根据本发明接收机处理器和传递函数的另一种实施方案的简要说明。

本发明的描述

15 在下面的描述中，目的在于解释而不是限制，给出了具体的细节，例如具体的电路、电路部件、技术等，目的在于能完全理解本发明。然而，对于本领域一般技术人员很显然，本发明可以在偏离这些具体细节的其他实现方案中实现。在其它的情况中，对熟知的方法、设备及电路的详细描述就省略了，这样不会以不必要的细节来模糊了对本发明的描述。

20 用于无线通信系统的一种无线发射机和接收机系统在图 1 中作了简要描述。该无线通信系统可能用频分多址(FDMA)、时分多址(TDMA)或码分多址(CDMA)或某种组合的方式工作。发射机有一个数字符号发生器 102，它接收信息承载信号 101 并且产生相应的数字符号序列 S。对符号序列 S 进行数模(D/A)变换、调制、脉冲波形滤波、放大，然后以模拟
25 信号 Y 的形式由数字发射机 103 根据已知的技术发射出去。

除了热噪声，还有干扰源 108 发射信号 X，它和信号 Y 可能是非正交的。信号 Y 和 X 通过不同的无线信道传送，并且被 D 副天线 104 截获。

根据已知的方法，无线单元 105 对接收的信号放大、下变频及滤波，产生模拟信号。每个模拟信号耦合到模数(A/D)变换器 106，它们把模拟
30 信号转换成接收信号抽样流 $r_d(KT_s)$ ，其中 T_s 是抽样周期，标号 K 是整数计数器，下标 d 表示信号来自第 d 副天线 $1 \leq d \leq D$ 。抽样周期 T_s 可能小于符号周期 T。接收信号抽样流在处理器 107 中采集，它对这些

信号流进行处理，产生对发射数字符号流的估计 $\hat{S}$ 。在后面中的描述中，传递函数 109 用作指经数字发射机 103、无线传输信道(图 1 中未画出)、天线 104、无线单元和 A/D106 的信号通路。

对处理单元 107 在图 2 更详细地进行了描述，其中为了简单起见，
5 把天线数 D 限制为 3 个：被指定为 a、b 和 c。处理单元 107 可能是数字信号处理器(DSP)如德州仪器公司制造的 TMS320C50。处理单元 107 的功能是产生对发射数字符号流 $\hat{S}$ 的估计， $\hat{S}$ 正好对应于原先发射的符号序列 S。

传递函数 109 产生接收信号抽样流 $r_a(KTs)$ 、 $r_b(KTs)$ 、和 $r_c(KTs)$ ，
10 他们被发送到处理单元 107，在这儿按照本发明的方法对它们进行处理。接收信号抽样流 $r_a(KTs)$ 、 $r_b(KTs)$ 和 $r_c(KTs)$ 被耦合到信号预处理器或 SYNC，方框 206，在这儿接收信号抽样流与已知的定时/同步序列相关，例如 Giovanna 等的文章“用于窄带 TDMA 移动无线系统的快速适应性均衡器”所描述的，该文章见 IEEE 移动技术学报的 1991 年 5 月第 2 期第
15 40 卷 392 - 404 页。对于符号间隔解调的情况，如果抽样周期 T_s 小于符号周期 T，信号预处理器 206 对接收信号抽样流 $r_a(KTs)$ 、 $r_b(KTs)$ 和 $r_c(KTs)$ 进行抽取，产生每个符号一个抽样，分别记作 $r_a(n)$ 、 $r_b(n)$ 和 $r_c(n)$ 。对于部分间隔解调的情况，每符号产生多于一个抽样。

估计电路 202a、202b 和 202c 产生信道抽头估计 $C_a(\tau)$ 、 $C_b(\tau)$ 、
20 $C_c(\tau)$ ，它们用作建立与每副天线相关的无线传输信道的模型。初始信道抽头估计可以从 sync 相关值或最小方差估计根据已知的技术获得。如果必须跟踪信道，一般是使用接收数据和序列估计处理器 204 中产生的临时符号估计值。信道跟踪对那些本领域的技术人员都是知道的，如在前面提到的 Proakis 所著的《数字通信》第二版中所论述的，以及 A.P.Clark
25 和 S.Hariharan 在 IEEE 通信学报 1989 年九月 37 卷 918 - 926 页发表的“用于 HF 无线链路的适应性信道估计”。信道抽头估计 $C_a(\tau)$ 、 $C_b(\tau)$ 和 $C_c(\tau)$ 耦合到分支量度处理器 203 的输入。

还有从恶化相关估计器 207 得到的对恶化相关特性的估计要耦合到分支量度处理器 203。对恶化相关特性的估计包括关于天线 104 间或下
30 面要更详细描述抽样间的恶化相关特性的信息。恶化相关估计器用恶化过程估计来更新及可能跟踪恶化相关特性的估计，在下面的文字及图中要更详细地讨论。

分支量度处理器 203 用接收信号抽样 $r_a(n)$ 、 $r_b(n)$ 和 $r_c(n)$ ，信道抽头估计 $C_a(\tau)$ 、 $C_b(\tau)$ 及 $C_c(\tau)$ ，以及对恶化相关特性的估计生成分支量度 $Mn(n)$ 。例如在序列估计处理器 204 中使用分支量度来生成临时的及最终的发射符号估计。

- 5 本领域的一般技术人员应理解当采用部分间隔均衡器时本发明是如何工作的。在这种情况下，每个信号处理器 206 在每个符号周期产生 M 个抽样，这对应 M 个不同的抽样阶段，这使得每个天线有 M 个接收信号抽样流。结果，分支量度处理器 203 接收 $D \times M$ 个抽样流。如前面，信道抽头估计器 202a - 202c 分别为天线 a - c 产生信道抽头估计。但是，因为必须
- 10 提供每个抽样阶段的估计，这些信道抽头估计数更多。而且，恶化相关估计器 207 对天线和抽样阶段估计恶化相关特性，这是通过将 D 天线和 M 抽样阶段当作 $D \times M$ 天线完成的。结果，分支量度处理器以一种和具有 $D \times M$ 个天线及每符号 1 抽样的方式相当的方式操作。显然，本发明能用于一个接收天线和部分间隔均衡器的情况。
- 15 传递函数 109 在图 3 中更详细地进行了描述，其中为了简单，干扰源的数量限为 1 个。对于本领域的一般技术人员，很明显本发明也可以用在有两个或多个干扰源的情况中。传递函数 109 从符号序列 S 的信号路径开始，到发送模拟信号 Y 的数字发射机 103。模拟信号 Y 通过不同的无线传输信道传送到 3 个接收机天线中的每一副：从无线信道 301a 到接收机天线
- 20 104a，从无线信道 301b 到接收机天线 104b，以及从无线信道 301c 到接收机天线 104c。相似地，干扰信号 X 也分别穿过其他 3 个不同的无线信道 302a - 302c 到接收机天线 104a - 104c。无线信道 301a - 301c 及 302a - 302c 可能引入衰落和时间扩散。白热噪声过程 $n_a - n_c$ 也分别被接收机天线 104a - 104c 接收到。每副天线 104a - 104c 分别耦合到无线单元 105a
- 25 - 105c，它们根据已知的方法对接收信号放大、下变频及滤波，以产生模拟信号。每个模拟信号耦合到一个模数 (A/D) 变换器 106a - 106c，它们把模拟信号变换成接收信号抽样流 $r_a(KTs)$ 、 $r_b(KTs)$ 和 $r_c(KTs)$ 。用于模数转换的一种方法是使用对数极性信号处理，归于 Dent 的美国专利 5048059 号中进行了描述，这儿全部给出来作为参考。随后的处理是，是作从对数
- 30 极性到矩形抽样的变换，这样可以使用如 I 和 Q 抽样，有时也称为复数抽样。开始时通过使用对数极性信号处理，可使用提供信号强度的限制接收机和相位抽样，并且适应性增益控制可以变

得简单。

在 MLSE 均衡器中，考虑所有可能的发送符号序列 S 。在一个实施例中，假设符号值 $S_n(n)$ 由信道抽头估计 $C_a(\tau)$ 、 $C_b(\tau)$ 和 $C_c(\tau)$ 滤波，为每副天线产生假设接收抽样 $r_{a,h}(n)$ 、 $r_{b,h}(n)$ 和 $r_{c,h}(n)$ 。假设的 $r_{a,h}(n) - r_{c,h}(n)$ 及实际的 $r_a(n) - r_c(n)$ 接收信号抽样流间的差异，也称为假设误差，表示一种具体的假设是否比较好。假设误差的强度平方用作一种量度来评估一种具体的假设。对不同的假设积累量度、用作通过序列估计算法判定哪种假设更好一些。这种过程可以使用 Viterbi 算法有效地实现，Viterbi 算法是一种已知形式的动态编程方法。对 Viterbi 算法的描述可以在 Forney 所著的 1973 年三月 IEEE 会议录 61 卷 268 - 278 页中的“Viterbi 算法”的文章中找到。对于本领域的一般技术人员也是很明显的，其他序列估计算法，如 M 算法，也可以使用。

在 MLSE 均衡器中，有与不同的符号序列假设 $S_n(n)$ 相关的状态。在给定的迭代中，有一些前状态：每个与一个积累量度相关。每个前状态与一个当前状态配对，产生分支量度 $M_n(n)$ 。当前状态的候选量度是分支量度 $M_n(n)$ 与前面积累的量的和。对每个当前状态，给出最小候选量度的前状态被选作前驱状态，并且最小候选量度成为当前状态的累加量度。对于量度合成，如同在前面所提到的美国专利 519,598 号所描述的，分支量度可以表达为：

$$M_n(n) = [r(n) - Cs_n(n)]^H D [r(n) - Cs_n(n)]$$

其中：

$$r(n) = [r_a(n) r_b(n) r_c(n)]$$

$$C = \begin{bmatrix} c_a(0) & \dots & c_a(N_t - 1) \\ c_b(0) & \dots & c_b(N_t - 1) \\ c_c(0) & \dots & c_c(N_t - 1) \end{bmatrix}$$

$$s_n(n) = [s_n(n) s_n(n-1) \dots]^T$$

$$D = \begin{bmatrix} K_a & 0 & 0 \\ 0 & K_b & 0 \\ 0 & 0 & K_c \end{bmatrix}$$

对于天线 104a - 104c 上所接收的每个信号的信道抽头估计分别被

记作 $C_a(\tau)$ 、 $C_b(\tau)$ 、 $C_c(\tau)$ ，其中 τ 是时延(即 $\tau=0$ 是主射线， $\tau=1$ 是第一回波等)。 N_t 是每副天线估计的信道抽头数并且 K_a 、 K_b 、 K_c 分别是天线 104a - 104c 的权重系数。

本发明利用的事实是，从分集和均衡的角度，对于多个接收天线 104 5 的损伤(干扰 + 噪声)常常是相关的。通过拓展分集成技术，利用这种技术，可以得到很大的增益。为了得到最优性能，可以采用一种白化或解相关过程，这样最优分支量度可能包括恶化相关矩阵的逆矩阵。根据本发明的最优分支量度 $M_n(n)$ 是：

$$M_n(n) = [r(n) - C(n)s_n(n)]^H A(n) [r(n) - C(n)s_n(n)] = e_n^H(n) A(n) e_n(n)$$

其中：

$$A(n) = R_{zz}(n)^{-1}, \text{ 或一个相关的量; } R_{zz}(n) = E(z(n)z^H(n))$$

$$z(n) = [z_a(n)z_b(n)z_c(n)]^T; \quad e_n(n) = r(n) - C(n)s_n(n)$$

信道的时变特性及恶化的相关性以时间标记 n 作为记号。 $R_{zz}(n)$ 矩阵被称为是离散时间 n 的恶化相关矩阵。 $A(n)$ 矩阵(即 A - 矩阵)是 $R_{zz}(n)$ 矩阵的逆矩阵或是一个相关的量如伴随矩阵或伪逆矩阵。如同对本领域一般技术人员很显然的一样， $R_{zz}(n)$ 和 $A(n)$ 是恶化相关特性的具体例子，其它例子是已知的。下面， A - 矩阵这个词一般用来指恶化相关特性的任何估计。

在时间 n 对天线 104a - 104c 的恶化分别记作 $Z_a(n)$ 、 $Z_b(n)$ 和 $Z_c(n)$ 。对于一种已知的假设， $e_h(n)$ 是恶化过程的估计。如上所示的， A 矩阵 $A(n)$ 是恶化相关矩阵 $R_{zz}(n)$ 的逆矩阵。对于非相关的恶化的情况(即无干扰源)， A 矩阵简化为对角矩阵 D 。当信号是已知的或正确地检测到时，恶化被给出为：

$$z(n) = r(n) - C(n)s_{det}(n)$$

其中：

$$s_{det}(n) = [s_{det}(n)s_{det}(n-1)\dots]^T$$

注意 $Sdet(n)$ 是在时间 n 已知的或检测到的符号序列。

用在本发明中的 A 矩阵的确定根据具体的应用和所需的性能以多种方式实现。最简单的方法是对 A 矩阵用一组固定值，它们存贮在存储器中，不再更新。这些值主要依据于接收天线的配置及所使用的载频。另一种方法是从同步信息中确定 A 矩阵，并且在同步段或其它已知段之间保持 A 矩阵为常量。在同步段每一次新出现时，可以重新计算 A 矩阵，使用或不使用前面的 A 矩阵值。另一种方法是使用同步段对 A 矩阵的值初始化或更新，然后使用数据段符号上所作的判决来跟踪 A 矩阵值。

还要考虑用来跟踪 A 矩阵值的方法。因为 A 矩阵包括关于恶化相关特性的信息所以可采用用于估计相关或逆相关矩阵的标准估计方法。利用已知的或是检测的符号值，可以通过取接收信号抽样流 $r_a(n) - r_c(n)$ 和假设接收信号抽样流 $r_{a,h}(n) - r_{c,h}(n)$ 间的差得到恶化值。在时间 n，这给出了恶化值的矢量，记作 $Z(n)$ ；对每副天线有一个值。生成 A 矩阵的一种直接的方式是通过下式：

$$R(n) = \lambda R(n-1) + K z(n) z^H(n)$$

$$A(n) = R^{-1}(n)$$

K 是比例换算常数，一般是 1 或 $\sqrt{1-\lambda}$ 。因为 $R(n)$ 是 Hermit 矩阵，仅需计算矩阵元素的一部分。

这样一种直接的方法复杂性相当高。降低复杂性的一种方法是采用逆矩阵 λ 并且如下直接更新 A 矩阵：

$$A(n) = \frac{1}{\lambda} \left[A(n-1) - \left(\frac{1}{\lambda + z(n)^H p(n)} \right) p(n) p^H(n) \right]$$

其中：

$$p(n) = A(n-1) z(n)$$

因为 A 是 Hermit 矩阵，仅需要计算那些对角线上的元素与那些对角线上面或下面的元素。

用于估计和跟踪 A 矩阵的那些技术仅为说明的目的给出。一般地，A 矩阵可以用多种方式表示和估计，这是对本领域的一般技术人员是显然的。见，如，S.Haykin 所著的书《适应性滤波理论》(Adaptive Filter

Theory)第二版, Prentice-Hall 出版化, Englewood Cliffs,N.J.1991 年。本发明也被用到盲(blind)均衡问题, 其中设有已知的同步序列。在这种情况下, 估计 A 矩阵的方式和估计信道的方式是相似的。

为说明的目的, 本发明将在用作示范的四个不同的实施方案中更详细地描述。

有两副天线和适应性信道估计的符号间隔均衡器的实施方案的描述。

在第一种实施方案中, 给出了具有符号间隔(即 T 间隔)均衡器的处理器 107, 其中必须在整个数据段或符号组(burst)跟踪信道。该实现方案可用于由 Is54B 规范所定义的数字蜂窝系统, 该规范就时间来说有相对较长的 TDMA 数据符号组或时隙(6.67 毫秒)。对这种实施方案, 在图 4 更详细地说明了分支量度处理器 203, 在图 4 中为简单起见天线的数量进一步限制为 2 个: 记作 a 和 b。这个具体实施方案用处在于, 因为在许多已经使用某种形式的分集合成的蜂窝系统中使用两副接收天线是很普遍的。和前面的一样, 对本领域一般技术人员来说, 很显然, 这种实施方案可以用在有三副或更多副天线的情况中。

恶化相关矩阵 R_{zz} 和它的逆恶化相关矩阵 A 可以如下定义:

$$R_{zz} = P = \begin{bmatrix} p_{aa} & p_{ab} \\ p_{ab}^* & p_{bb} \end{bmatrix}$$

$$R_{zz}^{-1} = \frac{1}{(p_{aa}p_{bb} - |p_{ab}|^2)} \begin{bmatrix} p_{bb} & -p_{ab} \\ -p_{ab}^* & p_{aa} \end{bmatrix} = W \begin{bmatrix} p_{bb} & -p_{ab} \\ -p_{ab}^* & p_{aa} \end{bmatrix} = A$$

变量 P_{aa} 表示天线 a 上所接收的恶化功率; 变量 P_{bb} 表示天线 b 上所接收的恶化功率。非对角线矩阵元素是互相关值: P_{ab} 表示天线 a 上所接收的恶化与天线 b 所接收的恶化的共轭的相关性。

分支量度然后变成:

$$M_h(n) = \mathbf{e}_h(n)^H \mathbf{A}(n) \mathbf{e}_h(n) = w \left[p_{bb} |\mathbf{e}_{a,h}(n)|^2 - 2 \operatorname{Re} \{ p_{ab} \mathbf{e}_{a,h}(n) \cdot \mathbf{e}_{b,h}(n) \} + p_{aa} |\mathbf{e}_{b,h}(n)|^2 \right]$$

其中:

$$w = \frac{1}{p_{aa} p_{bb} - |p_{ab}|^2} \quad \text{及} \quad \mathbf{e}_{d,h}(n) = \mathbf{r}_d(n) - \mathbf{r}_{d,h}(n)$$

10 对这种分支量度的计算在图 4 中作了简要说明。

符号序列发生器 410 产生假设符号序列 $S_h(n)$ 。分别对于天线 a 和 b 用信道抽头估计 $C_a(\tau)$ 和 $C_b(\tau)$ 在滤波器 400 中对这些序列滤波, 产生假设接收信号抽样 $r_{a,h}(n)$ 和 $r_{b,h}(n)$ 。在累加结点 401 中, 从来自天线 a 的实际接收信号抽样 $r_a(n)$ 中减掉假设接收信号抽样 $r_{a,h}(n)$, 产生误差信号 $c_{a,b}(n)$ 。相似地, 在累加结点 402 中, 从来自天线 b 的实际接收信号抽样 $r_b(n)$ 中减掉假设接收信号抽样 $r_{b,h}(n)$, 产生误差信号 $e_{b,h}(n)$ 。方框 403 生成误差信号 $e_{a,h}(n)$ 和 $e_{b,h}(n)$ 的强度的平方。误差信号 $e_{a,h}(n)$ 的强度的平方在结点 406 乘以乘数 m_{aa} , 结果耦合到累加结点 408。误差信号 $C_{b,h}(n)$ 强度的平方在结点 407 乘以乘数 m_{bb} , 结果耦合到累加结点 408。最后, 乘法器 404 生成了 $e_{a,h}(n)$ 和 $e_{b,h}^*(n)$ 的乘积, 该乘积然后在乘法器 405 中乘以乘数 m_{ab} , 反生成实数部分。在累加结点 408 中减掉结果, 输出结果是分支量度 $M_h(n)$ 。乘数 m_{aa} 、 m_{bb} 和 m_{ab} 与恶化相关矩阵相关是通过:

$$m_{aa} = w p_{bb}$$

$$m_{bb} = w p_{aa}$$

$$m_{ab} = 2 w p_{ab}$$

这对本领域一般技术人员来说很显然, w 项是分支量度计算的公共项, 可能用不同的方式使用, 当 w 的分母接近于 0 时甚至可省略掉。

在时间 n , A 矩阵元素以如下方式更新:

$$p_{aa}(n+1) = \lambda p_{aa}(n) + |e_a(n)|^2 K$$

5

$$p_{ab}(n+1) = \lambda p_{ab}(n) + e_a(n)e_b^*(n)K$$

$$p_{bb}(n+1) = \lambda p_{bb}(n) + |e_b(n)|^2 K$$

K 是比例因子, 如果等于单位值, 便从计算中省去以减少计算次数。

10 K 可能来自 λ , λ 是所谓的“忘记因子”。

图 5 中所示是恶化相关矩阵更新的简要说明。分别对于来自序列估计处理器 204 的临时检测符号值 $S_{det}(n)$ 使用来自天线 a 和 b 的信道抽头估计器 202 的信道抽头估计 $c_a(\tau)$ 和 $c_b(\tau)$ 在滤波器 500 中滤波, 产生期望的接收抽样 $r_{a,det}(n)$ 和 $r_{b,det}(n)$ 。在累加结点 501, 从来自天线 a 的实际接收信号抽样 $r_a(n)$ 中减去 $r_{a,det}(n)$, 得到恶化信号 $z_a(n)$ 。相似地, 在累加结点 502, 从来自天线 b 的实际接收信号抽样 $r_b(n)$ 中减掉 $r_{b,det}(n)$, 得到恶化信号 $z_b(n)$ 。如果临时检测符号值是正确的并且信道抽头估计是精确的, 则误差信号 $z_a(n)$ 和 $z_b(n)$ 分别表示天线 a 和 b 上接收的恶化。恶化信号 $z_a(n)$ 和 $z_b(n)$ 分别在乘法器 503 和 505 中以比例因子 K 的平方根设置比例, 得到按比例恶化信号, 它们又分别耦合到方框 506 和 507。

20 天线 a 上接收的恶化功率 $p_{aa}(n)$ 在乘法器 511 中乘以忘记因子 λ , 在结点 510 与来自方框 506 的按比例恶化信号的强度平方求和, 得到更新的恶化功率 $p_{aa}(n+1)$ 。然后 $p_{aa}(n+1)$ 的值用来覆写以前的恶化功率 $p_{aa}(n)$ 的存储器位置 515。相似地, 天线 b 上接收的以前的恶化功率 $p_{bb}(n)$ 在乘法器 513 中乘以忘记因子 λ , 在结点 512 中与来自方框 507 的按比例误差信号强度的平方求和, 得到更新的恶化功率 $p_{bb}(n+1)$, 它用来覆写以前的恶化功率 $p_{bb}(n)$ 的存储器位置 514。为得到更新的恶化互相关, 来自乘法器 503 的按比例误差信号在结点 504 中与来自乘法器 505 的按比例误差信号的共轭相乘。而且, 存储在存储器 516 的以前的互相关 $p_{ab}(n)$ 在乘法器 509 中由忘记因子设置比例。结点 504 的输出在结点 508 中与乘法器 509 的输出相加, 产生更新的互相关 $p_{ab}(n+1)$ 。与前面相似, 更新的值 $p_{ab}(n+1)$ 用于覆写以前的值 $p_{ab}(n)$ 的存储器位置 516。

在更新信道抽头估计上一般有一个时延，更新信道抽头估计是为了让临时检测符号变得可靠。Gudmundson 等的美国专利 5164961 这儿全部给出作为参考，使用多个信道模型避免时延：在序列估计处理器 204 中一个状态一个信道模型。以本发明，在更新 A 矩阵数量上也有时延。

- 5 对于本领域一般技术人员来说很显然，使用多个 A 矩阵可以避免这种时延；在序列估计处理器 204 中一个状态一个 A 矩阵。

有两副天线和固定信道估计的符号间隔均衡器的实施方案的描述。

- 10 在第二种实施方案中，有符号间隔均衡器的接收机使用在信道对 TDMA 符号组被认为是静态的情况。这种实施方案应用在由泛欧 GSM 技术规范所定义的数字蜂窝系统中，就时间上来说，它具有相对较短(577 微秒)的 TDMA 数据段。在这种情况下，恶化相关矩阵 R_{zz} 以及 A 矩阵对整个字符组不变，可以从 GSM 帧中的同步字中估计得到。在这种情况下，
- 15 分支量度可以表达为：

$$M_h(n) = [r(n) - Cs_h(n)]^H A(r(n) - Cs_h(n))$$

$$M_h(n) = r^H(n) Ar(n) - 2\text{Re}\{s_h(n)^H C^H Ar(n)\} + s_h(n)^H C^H ACs_h(n)$$

- 20 现在参考图 6，通过预计算及将所有可能的假设符号序列 s_h 的下列值存储在存储器 601 中而节省处理时间：

$$f_h = 2A^H Cs_h$$

$$g_h = s_h^H C^H ACs_h$$

25

使用这些预计算值，分支量度可以简化为：

$$M_h(n) = -\text{Re}\{f_h^H r(n)\} + g_h$$

其中：

30

$$r(n) = [r_a(n)r_b(n)]^T$$

对每个假设的符号序列 $s_h(n)$ ，接收的信号抽样 $r_a(n)$ 和 $r_b(n)$ 分别在方框 602

和 603 中乘以相应的 f_h 值, 而 f_h 如上所述是预计算的, 并从存储器 601 中得到; 仅生成乘积的实数部分。h 下标指把一个特定点的 f_h 值与一个特定点的假设符号序列 $s_h(n)$ 相关的假设下标。乘法器 602 和 603 的输出耦合到累加结点 64, 在这儿求和并且结果传送到结点 605, 在这儿结点 604 的输出从相应的 g_h 值中减掉: 也如上所述的预计算及从存储器 601 中得到。该结果是分支量度 $M_h(n)$ 。

有一副或多副天线及有部分优化的适应性信道估计的部分间隔均衡器的实施方案的描述在另一种实施方案中, 使用了具有一副或多副耦合到处理器 107 的天线的接收机, 处理器 107 包括具有适应性信道跟踪能力的部分间隔(T/M)均衡器。这种具体的实施方案可用于由 IS - 54B 规范所定义的数字蜂窝系统, 它具有相对来说较长(6.67 毫秒)的时隙, 成符号组, 这样在脉冲的持续时间内信道抽头估计需要被更新。对这种实施方案, 在图 7 中更详细地描述了接收机处理器 107, 图中为简单起见, 仅考虑单个干扰源 x 和 3 个标作 a, b, c 的天线, 并且 $M = 2$ 。对本领域的一般技术人员很显然本发明可以在有多个干扰源、多副天线及部分间隔而不是 $M = 2$ 的情况下实现。图 7 所示的传输函数 109 与图 3 所描述的情况相同, 它产生三个接收信号抽样流: $r_a(kTs)$, $r_b(kTs)$ 和 $r_c(kTs)$ 。接收信号抽样流 $r_a(kTs) \sim r_c(kTs)$ 每个都耦合到一个信号预处理器 707, 预处理器以与图 2 中方框 206 所描述的已知同步方式相似的方式进行相关处理。用某种优化标准, 如信道抽头中的最大能量, 从相关值中确定定时信息。在这种具体的实施方案中, 因为已经选择 M 等于 2, 每个信号预处理器 707 从每个到达的接收信号抽样流中每符号产生两个抽样。例如, 如图 7 所示, $r_{a,0}(n)$ 、 $r_{a,1}(n)$ 从接收信号抽样流 $r_a(kTs)$ 中得到。相似地, $r_{b,0}(n)$ 、 $r_{b,1}(n)$ 和 $r_{c,0}(n)$ 、 $r_{c,1}(n)$ 分别从接收信号抽样流 $r_b(kTs)$ 和 $r_c(kTs)$ 中得到。如果, 例如选择成 M 等于 4, 则每符号将产生 4 个抽样。这些信号, $r_{a,0}(n)$ 、 $r_{a,1}(n)$ 、 $r_{b,0}(n)$ 、 $r_{b,1}(n)$ 、 $r_{c,0}(n)$ 和 $r_{c,1}(n)$ 耦合到分支量度预处理器 701, 它们被当作每个信号 $r_{a,0}(n)$ 、 $r_{a,1}(n)$ 、 $r_{b,0}(n)$ 、 $r_{b,1}(n)$ 、 $r_{c,0}(n)$ 和 $r_{c,1}(n)$ 来自不同的天线看待。

实际上, 可以拓展分支量度的表达式, 集中计算, 以提供较低的实现复杂性。可以采用两种技术降低复杂性: a) 扩展分支量度表达式, 并且合并相似的项 b) 在重新排列的过程中, 某些项就作了计算。用第一种

技术，量度乘法器对所有的假设可以进行预计算，可以表达为：

$$e(j,n) = c^H(j,n) A(n) r(n)$$

$$f(j,n) = c^H(j,n) A(n) c(j,n)$$

$$g(j,k,n) = c^H(j,n) A(n) c(k,n) \quad \text{其中 } k > j$$

其中 $c(j,n)$ 是 $c(n)$ 的第 j 列。 j 是信道抽头的数量。换句话说，接收信号矢量 $r(n)$ 可以表达为：

$$r(n) = \sum_{j=0}^J s_h(n-j) c(j,n)$$

$e(j,n)$ 、 $f(j,n)$ 和 $g(j,k,n)$ 的值由分支量度预处理器 701 计算，并且存储
在存储器中(没画出)。附标 j 和 k 是射线的附标。 $e(j,n)$ 、 $f(j,n)$ 和 $g(j,n)$
的值被称为量度乘法器，因为它们可以用在乘法计算，在分支量度处理
器 704 中生成均衡器量度。 $e(j,n)$ 、 $f(j,n)$ 和 $g(j,k,n)$ 的值耦合到分支量度
处理器 704，处理器 704 根据下式计算分支量度 $M_h(n)$ ：

$$M_h(n) = -\sum_{j=0}^{J-1} 2 \operatorname{Re}\{e(j,n) s_h^*(n-j)\} + \sum_{j=0}^{J-1} f(j,n) |s_h(n-T)|^2 \\ + 2 \sum_{j=0}^{J-1} \sum_{k=j+1}^{J-1} \operatorname{Re}\{g(j,k,n) s_h^*(n-j) s_h(n-k)\}$$

在所有符号有相同幅度的系统中，如二相键控(BPSK)和四相键控(QPSK)系统中， $|s_h(n-T)|^2$ 这一项是常数，它不依赖于假设。因此，该
项可以去掉，就不用计算并使用 $f(j,n)$ 量度乘法器。

虽然这种实现方案对于 3 副天线的情况进行说明，对于本领域的一般技术人员来说很显然，本发明可以用在单副天线及部分间隔均衡的情况。

对有一副或多副天线及完全优化的适应性信道估计的部分间隔均衡器的实施方案的描述。

通过使用图 8 所示的接收机处理器 107 可以进一步降低复杂性。图 8 的接收机处理器 107 基本上与图 7 的情况相同，差别在于分支量度预处

理器 801 与分支量度处理器 804。如图 8 所示，分支量度预处理器 801 对下列替代量度乘法器预计算，并且存储在存储器中(未画出):

$$Z(n) = \sum_j c^H(j, n+j) A(n+j) r(n+j)$$

5

$$S(k, n) = \sum_j c^H(j, n+j) A(n+j) c(j+k, n+j)$$

实际上，分别用 $A(n)$ 来近似 $A(n+j)$ ，用 $c(j, n)$ ， $c(j+k, n)$ 来近似 $c(j, n+j)$ 、 $c(j+k, n+j)$ 可能是有利的。替代量度乘法器 $Z(n)$ 和 $S(k, n)$ 连接到
10 分支量度处理器 804，它根据下式计算分支量度:

$$M_n(n) = \text{Re} \left\{ s_n^*(n) \left[2Z(n) + s_n(n) S(0, n) + \sum_{k \neq 1} 2S(k, n) s_n(n-k) \right] \right\}$$

虽然该实施方案是对于三副天线的情况进行说明的，对于本领域一
15 般技术人员来说很显然，本发明也可以用单副天线及部分间隔均衡来实现。虽然本发明是就特定的数字蜂窝通信系统的情况进行描述的，本领域的技术人员应该明白本发明也可以用到其它通信系统，因此本发明不限于这儿描述及说明的特定的实施方案。不同的实施方案及包括那些画出及描述的，以及许多变型的，等价的方案也是前面的说明及图解所表
20 示的，却不背离本发明的范围。虽然本发明在这儿以它较佳的实现方案详细地进行了描述，应该明白这种公开仅仅是说明性、示范性的表示本发明，目的仅仅是提供对本发明完全的公开。因而本发明仅受这儿附加的权利要求的精神和范围的限制。

25

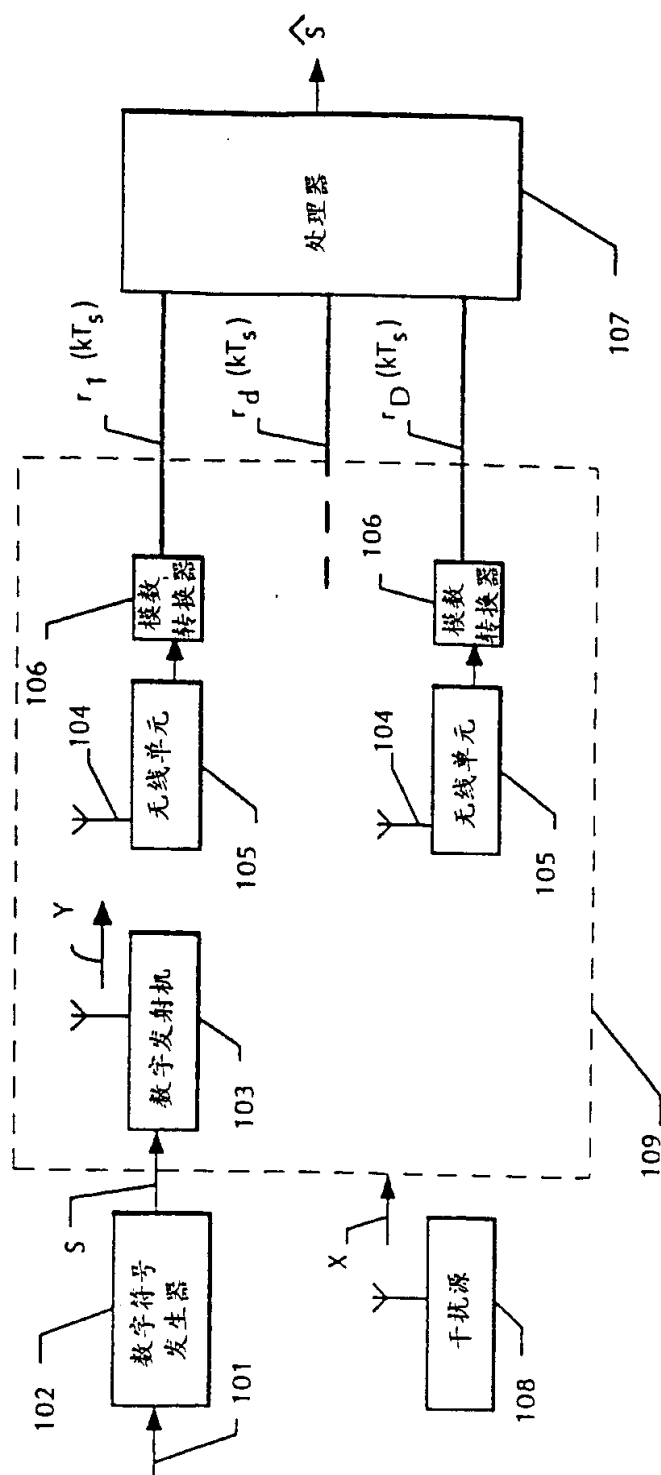


图 1

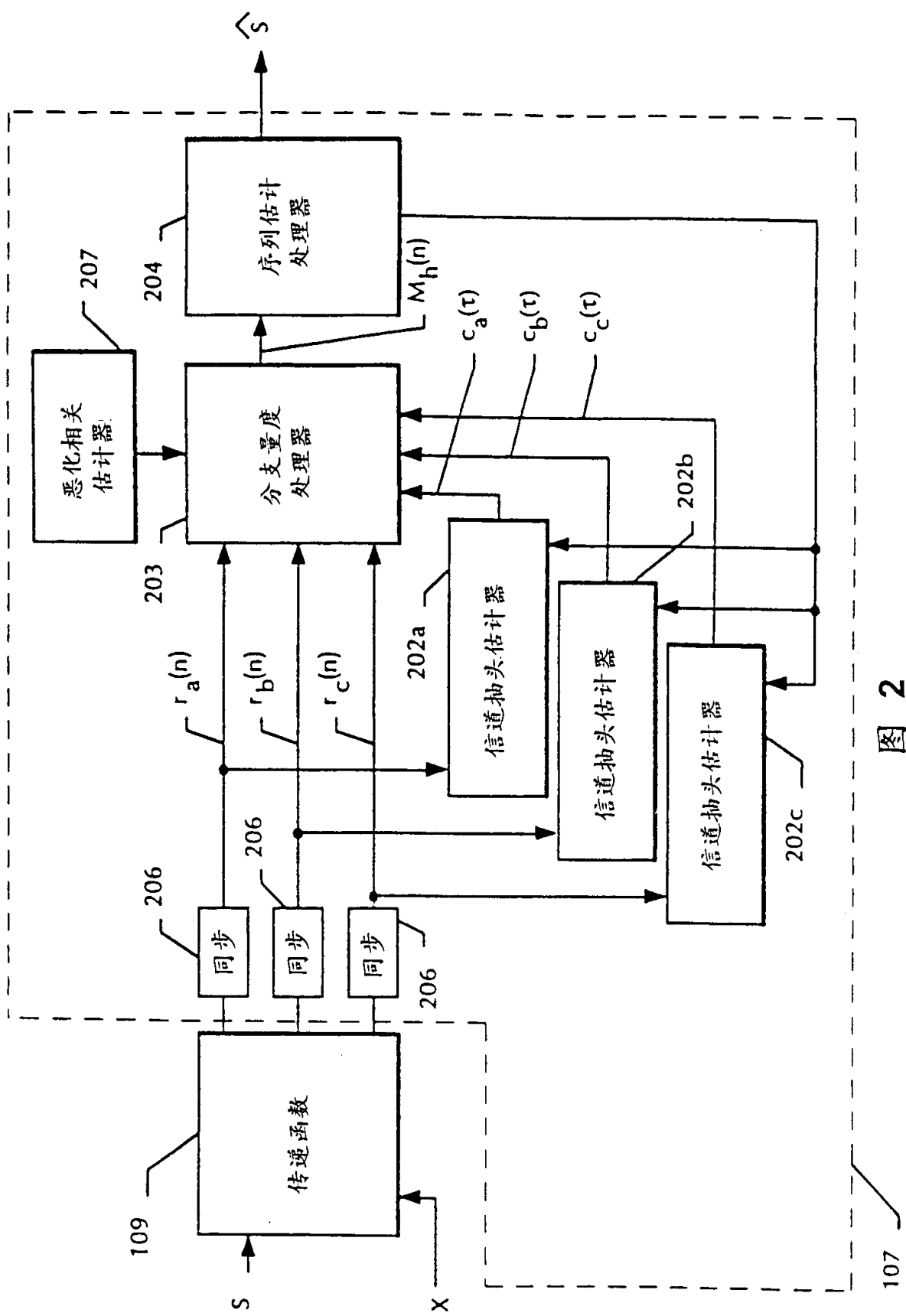


图 2

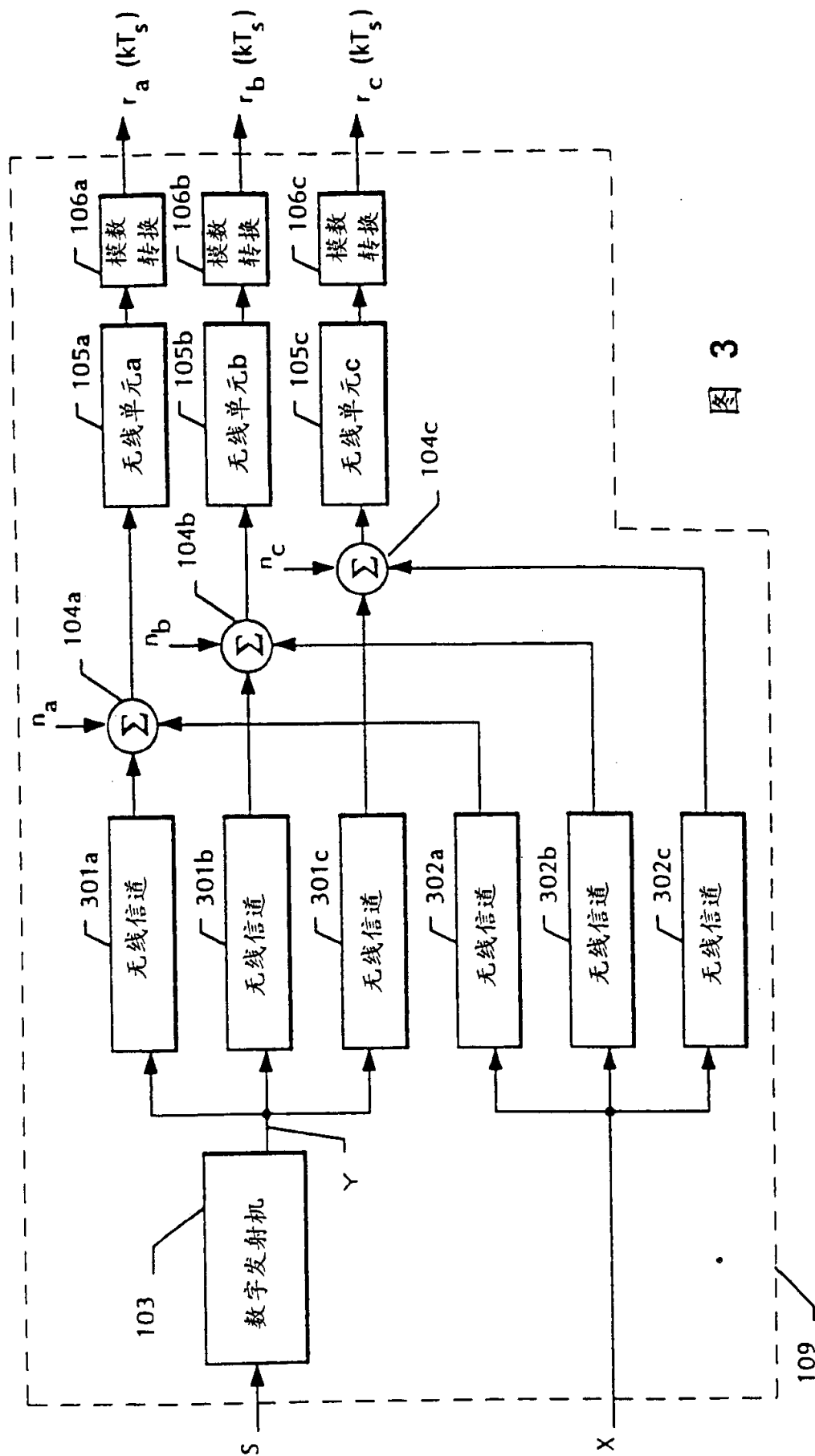


图 3

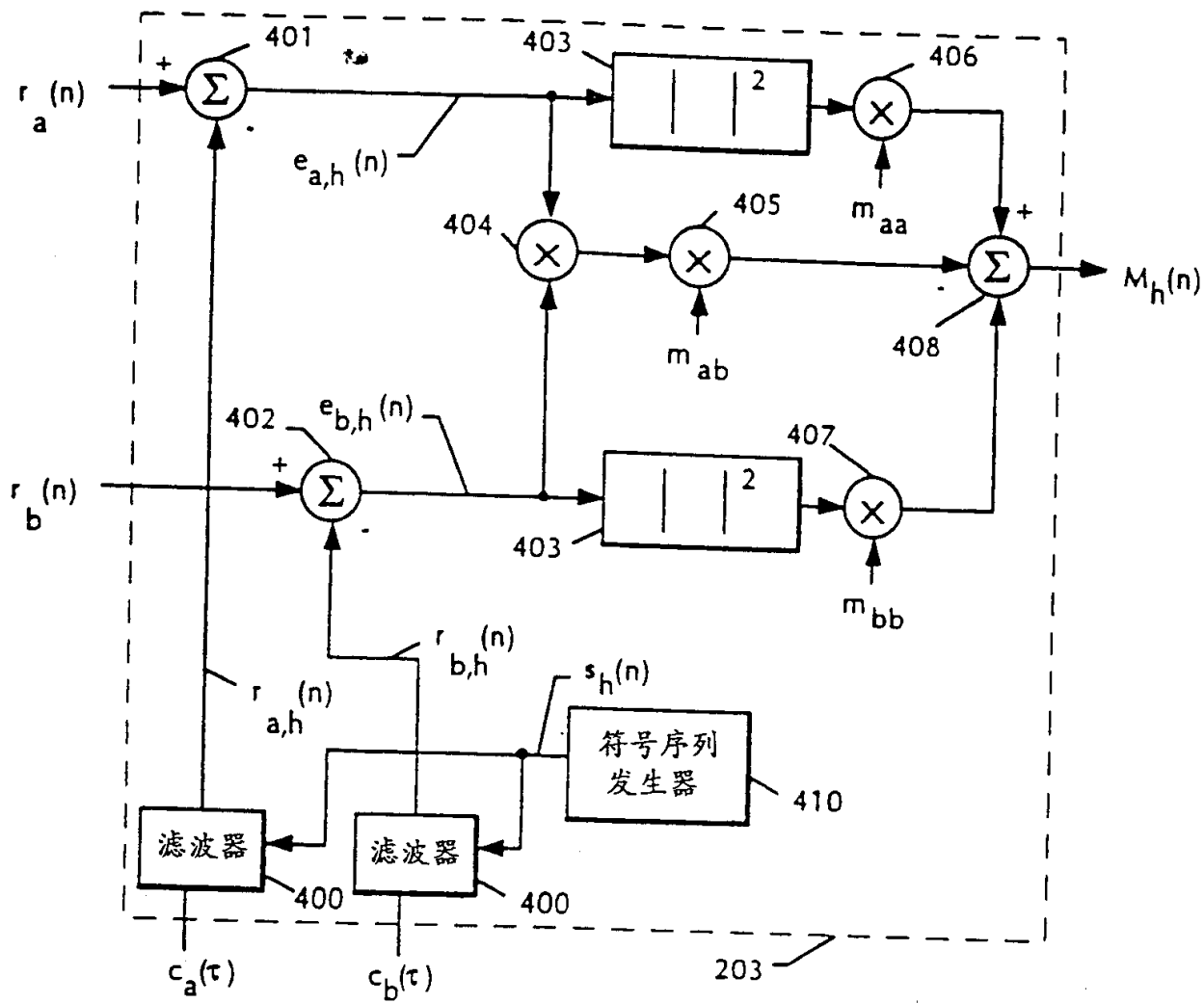


图 4

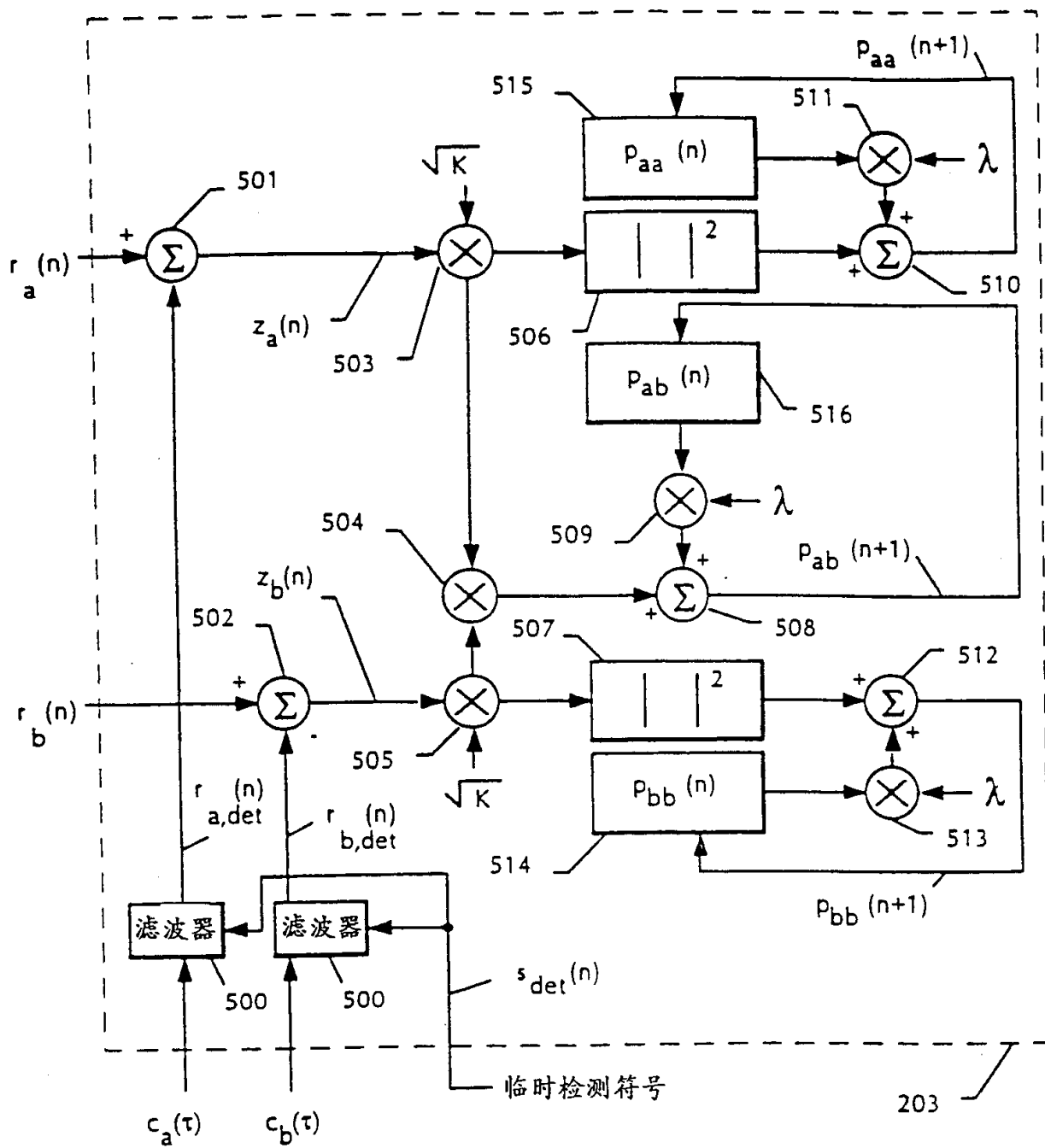


图 5

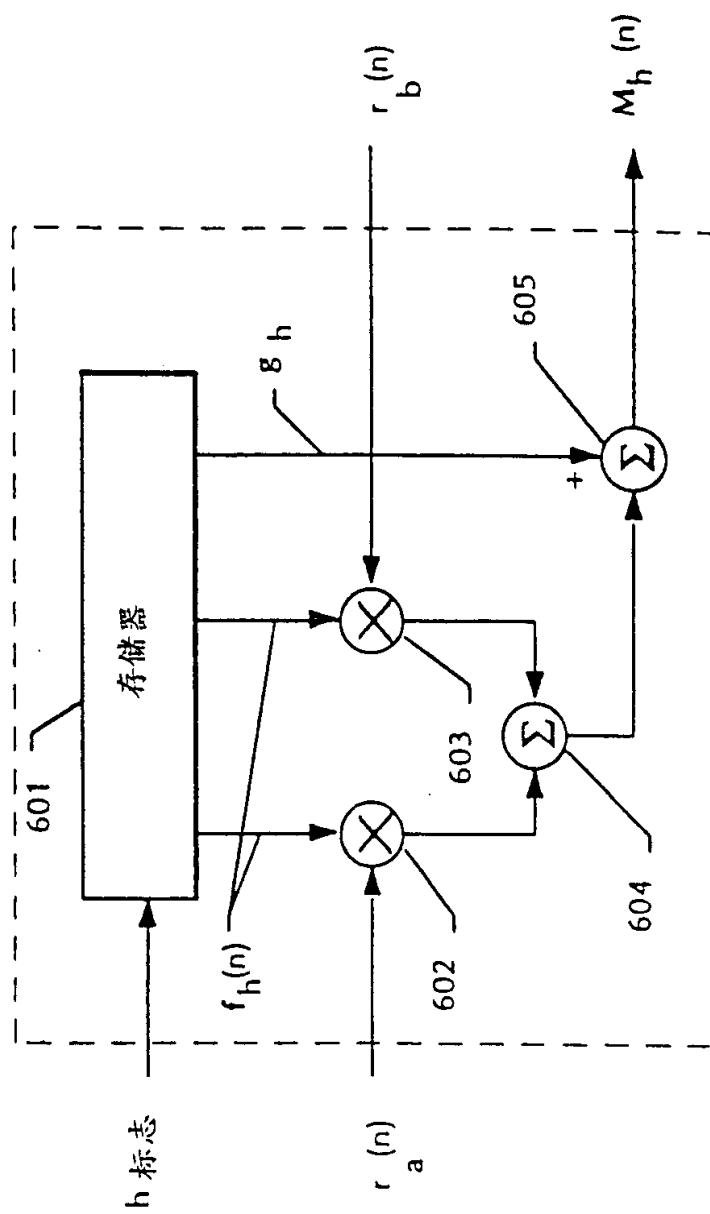


图 6

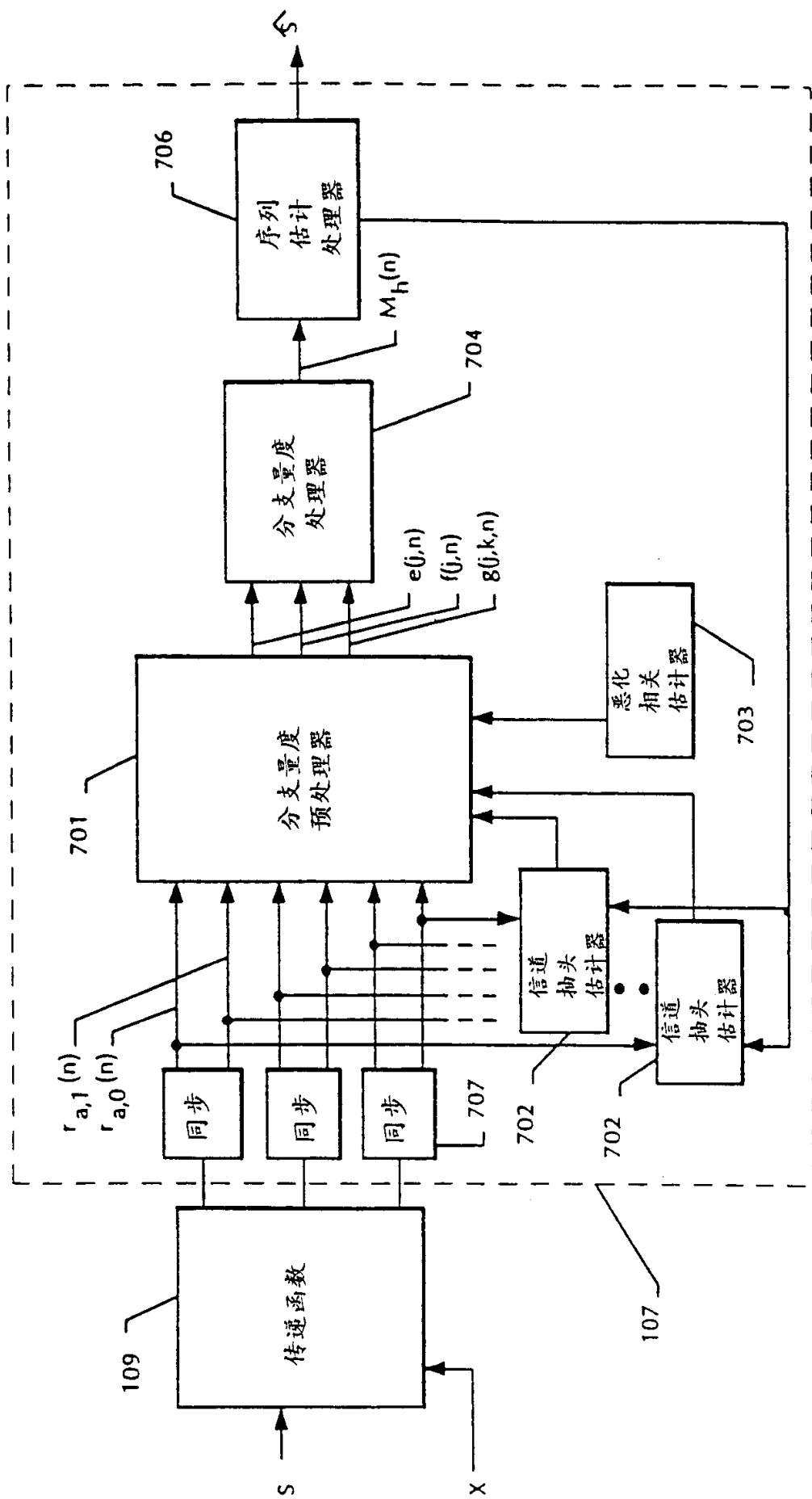


图 7

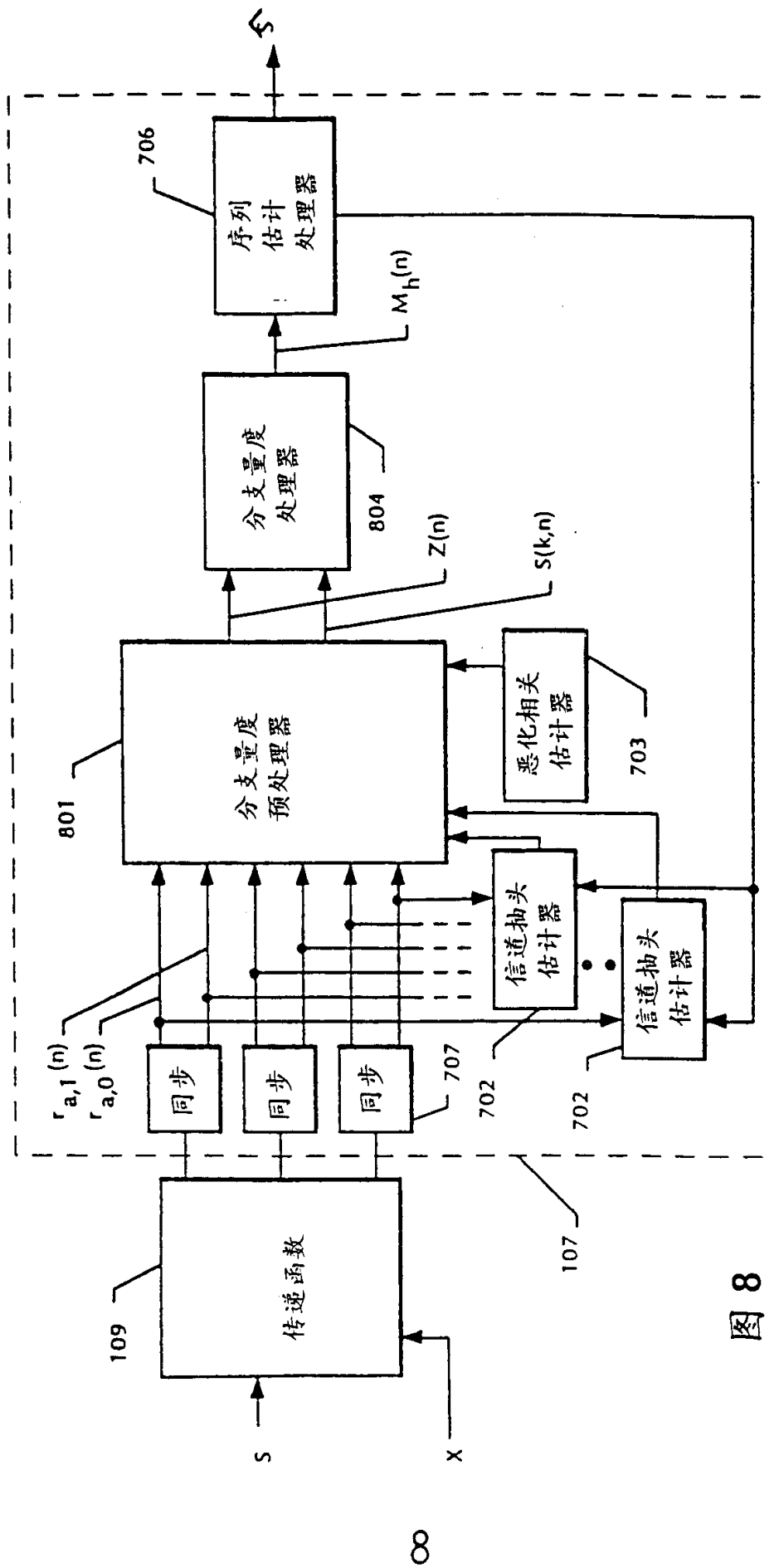


图 8