

[19] 中华人民共和国国家知识产权局

[51] Int. Cl⁷

H04L 25/03

H04L 25/02



[12] 发明专利说明书

[21] ZL 专利号 98807703.5

[45] 授权公告日 2004 年 1 月 21 日

[11] 授权公告号 CN 1135802C

[22] 申请日 1998.7.27 [21] 申请号 98807703.5

[30] 优先权

[32] 1997.7.28 [33] US [31] 08/901,694

[86] 国际申请 PCT/US98/15332 1998.7.27

[87] 国际公布 WO99/05833 英 1999.2.4

[85] 进入国家阶段日期 2000.1.28

[71] 专利权人 艾利森公司

地址 美国北卡罗莱纳州

[72] 发明人 H·阿斯兰 S·C·古普塔

G·E·博顿利 S·岑纳克舒

审查员 戴磊

[74] 专利代理机构 中国专利代理(香港)有限公司

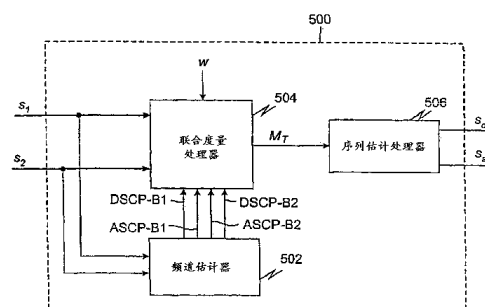
代理人 邹光新 张志醒

权利要求书 3 页 说明书 16 页 附图 8 页

[54] 发明名称 数字通信系统中相邻频道信号的联合解调方法及装置

[57] 摘要

接收相邻频道信号的方法和装置,其中通过对相邻频道信号进行联合解调将相邻频道干扰效应降低到了最小。对每一个信号和每一个对应频带的一个频道进行估计,并利用它为联合序列估计形成一个联合分支度量。在一个实施方案实例里,一个基带处理器接受至少一个载频里的基带取样,然后利用收到的基带取样联合解调不同载频的至少两个信息流。在另一个实施方案里,一个联合频道估计器接受至少两个基带取样流,每一个取样流对应一个不同的频带,并为用不同频带发射的至少两个信息信号中的每一个联合估计媒介响应。



1. 一种无线电接收机, 其中包括一个用于解调至少两个信息流 (S_1 , S_2) 的基带处理器 (500), 每一个信息流对应于一个不同的载频, 所述
5 基带处理器包括:

一个接收机单元, 用于接收至少两个基带取样流, 每一个基带取样流对应于一个不同的载频;

一个频道估计器 (502), 用于利用所述基带取样流联合估计所述至少两个信息流的频道系数 (S_1 , S_2);

10 一个度量处理器 (504), 用于同时利用所述估计的频道系数和基带取样流计算联合分支度量; 和

一个序列估计器 (506), 用于利用所述联合分支度量联合估计所述至少两个信息流。

2. 根据权利要求 1 所述的接收机, 其特征在于, 所述频道估计器 (502) 还包括一个参数处理器 (602), 用于提供发射滤波器和/或接收滤波器的滤波效果的估计。
15

3. 根据权利要求 1 所述的接收机, 其特征在于, 所述频道估计器 (502) 包括:

20 一个第一输入节点, 用于接收对应于第一频带中的一个第一基带信号;

一个第二输入节点, 用于接收对应于第二频带中的一个第二基带信号;

一个参数处理器 (602), 用于提供发射滤波器和/或接收滤波器的滤波效果的估计;

25 一个联合估计器 (614), 用于利用所述第一和第二基带信号和所述滤波效果估计计算对应于第一和第二信息信号的传输路径上的媒介响应 (g_1 , g_2); 和

一个耦合器 (616, 618), 用于利用所述媒介响应 (g_1 , g_2) 为各所述第一和第二频带中收到的各第一和第二信息信号的每一个计算频道估

计。

4. 根据权利要求 1 所述的接收机, 其特征在于, 所述度量处理器包括:

5 一个码元生成器 (802, 804), 用于生成对应于一组里的所有信息信号的假设码元; 和

用于利用多个基带取样序列计算对应于所述假设码元的联合度量。

5. 根据权利要求 4 所述的接收机, 其特征在于, 所述计算装置设置为使得所述联合度量是通过生成接收的基带取样序列的估计和计算这些估计与实际接收的基带取样序列之间的幅度差的平方而形成的。

10 6. 根据权利要求 4 所述的接收机, 其特征在于, 所述计算装置设置为使得所述联合度量是通过生成发射频道信号估计和利用这些发射频道信号估计对接收的基带取样序列滤波而形成的。

7. 一种用于解调至少两个信息流的方法, 每一个信息流对应于一个不同的载频, 所述方法包括以下步骤:

15 接收至少两个基带取样流, 每一个基带取样流对应于一个不同的载频;

利用所述基带取样流为所述至少两个信息流联合估计频道系数;

利用所述估计的频道系数和所述基带取样流计算联合分支度量; 和

利用所述联合分支度量联合估计所述至少两个信息流。

20 8. 根据权利要求 7 所述的方法, 其特征在于, 所述利用所述基带取样流为所述至少两个信息流联合估计频道系数的步骤还包括估计发射滤波器和/或接收滤波器的滤波效果。

9. 根据权利要求 7 所述的方法, 其特征在于, 所述联合估计步骤包括补偿频带间隔效应的步骤。

25 10. 根据权利要求 7 所述的方法, 其特征在于, 所述联合估计分支度量的步骤包括以下步骤:

生长对应于一组里的所有信息信号的假设码元; 和

利用多个基带取样序列计算对应于所述假设码元的联合度量。

11. 根据权利要求 10 所述的方法, 其特征在于, 所述度量是通过生成

接收的基带取样序列的估计和计算所述估计与实际接收的基带取样序列的幅度差的平方而形成的。

12. 根据权利要求 10 所述的方法, 其特征在于, 所述度量是通过生成发射频道估计和利用所述发射频道估计对接收基带取样序列滤波而形成的。

5

数字通信系统中相邻频道信号的联合解调方法及装置

发明背景

- 5 本发明涉及数字通信，更具体地说，涉及数字通信系统中相邻频道信号的解调方法。

在所有数字通信系统里要考虑的主要问题是发射信息所需要的频道带宽。一般而言，设计数字系统时都尽可能有效地利用其频道带宽。例如，在采用频分多路复用方式的系统里，最高的频谱效率只有
10 在可用频谱中的频道间隔非常小时才能得到。

然而实际上最小的载频间隔受到相邻频道干扰的限制。如图 1 所示，相邻频道干扰是载频足够近时，在载频上调制了信息信号以后，在频谱上两个频道互相重叠所引起的干扰。在图 1 里，分别用第一个载频 f_1 和第二个载频 f_2 发射带宽为第一个带宽 B_1 和第二个带宽 B_2 的第一个和第二个已调信号 $\tilde{s}_1$ 、 $\tilde{s}_2$ 。第一个载频 f_1 和第二个载频 f_2 之间的载频间隔，或者频道间隔 ω 太小，使得第一个已调信号和第二个已调信号 $\tilde{s}_1$ 、 $\tilde{s}_2$ 在干扰区 INT 里互相重叠。
15

事实上，允许的最小载频间隔是信息信号带宽的函数，实际中这一限制与接收机的滤波能力、信号调制方法和编码方法有关。任何能够抑制相邻频道干扰的设计改进都能提高系统容量，降低对编码和调制的
20 设计要求，或者提高信号质量。

在传统的系统里，采用了许多方法来抑制相邻频道干扰。例如，在某些蜂窝无线电系统里，相邻频道干扰是通过将相邻频道分配给不同的小区而得以避免的。因此，空间上的分离能够降低相邻频道之间的
25 干扰。例如 S. Colestaneh 在 1984 年 11 月，第 43 卷《电气和电子工程师协会车载技术学报》(IEEE Transactions on Vehicular Technology) 上发表的文章“相邻频道干扰对频分多址蜂窝系统容量的影响”中介绍了这样一种系统，这里将这篇文章引作参考。然而，在其它的通信系统里（例如卫星和陆地移动无线电系统），通过在空
30 间上分开相邻频道来抑制相邻频道干扰是不可能的。

S. Sampei 和 M. Yokoyama 在 1986 年 5 月的《日本电信工程师协会学报》(The Transactions of the IECE of Japan)，第 E69 卷

第5期第578~580页，发表的文章“数字陆地移动通信中相邻频道干扰的抑制方法”中介绍了另一种传统方法，这里将这篇文章引作参考。对给定载频信号进行解调时，该方法采用中心频率在一个相邻载频上的带通滤波器来提取相邻载频上的相邻频道信号（ACS）。然后用这一提取出来的信号估计相邻频道信号包络和载频，用于对相邻频道信号进行相干检测。然后对检测出来的相邻频道信号进行波形整形，再用包络调制估计出来的相邻载频。理想情况下，该方法能够在相邻频道上重建相邻频道信号。接着让重建信号通过中心频率为感兴趣的频率的带通滤波器，从接收信号中减去这一滤过波的信号，从而消除相邻频道干扰。

但是，这种方法有几个缺点。例如，利用滤波器和混频器处理模拟信号增加了无线电接收机的成本和尺寸，而且由于模拟元件存在制造公差，因此这样的接收机其性能难以预测。另外，减去一个射频信号需要高精度的载频重建和时间对准，因为半个射频周期那样小的误差就会导致相邻频道信号的强度加倍。此外，这样使用相邻频道载波（相位和频率）和包络（幅度）意味着假定这些无线电频道是非色散的。然而在许多实际的无线系统（例如D-AMPS和GSM）里，码元速率非常高，传输媒介模型里必须用时间色散将信号回波考虑在内。因此，前面建议的技术在现在的许多应用中并不总是实用的。

另一个传统技术利用解调参数，例如线性或判定反馈平衡滤波器系数，来降低噪声和相邻频道干扰。例如，可以参考B. R. Petersen在1994年12月COM-42卷的《电气和电子工程师协会通信学报》（IEEE Transactions on Communications）上发表的文章“利用平衡器和线性组合器抑制相邻频道、同频道和码间干扰”。另外还可以采用频谱效率很高的连续相位调制（CPM）技术来降低相邻频道干扰的影响。例如可以参考V. K. Varma和S. C. Gupta在1986年11月COM-34卷的《电气和电子工程师协会通信学报》上发表的文章“存在相邻频道干扰和高斯噪声的情况下部分响应连续相位调制的性能”。

然而如上所述，就频谱效率而言，利用上述系统来降低和避免相邻频道干扰的效果非常有限，而且它们的应用范围也很窄。因此，为了显著地降低相邻频道干扰的影响，需要改进方法和装置。

发明简述

本发明用一种新颖的无线电接收机结构来满足上述需要和其它需要。在一个实施方案实例里，用一个最大似然序列估计接收机来联合估计需要的频道参数和相邻频道参数，并联合检测需要的数据位和相邻频道的数据位。跟现有技术里的系统相比，与相邻频道干扰和容量有关的系统性能都得到了显著的提高。

在一个实施方案实例里，用一个基带处理器接收包括第一个信号分量和第二个信号分量的基带信号，其中第一个信号分量相应于用第一个频带发射的第一个信息信号，第二个信号分量相应于用第二个频带发射的第二个信息信号。该基带处理器实例还包括一个联合度量处理器，用于根据收到的基带信号计算联合度量。该联合度量能够提供第一个信息信号和第二个信息信号的有关信息，基带处理器内的一个序列估计处理器根据这一联合度量提供第一个信息信号和第二个信息信号的估计。这样就可以有效和精确地获得所需信号和相邻频道信号的精确估计，显著地降低相邻频道的干扰。

下文将用实施方案实例并参考附图来说明本发明的上述特征和其它特征。本领域里的技术人员应当明白这些实施方案只是说明性的，它们可以有各种其它形式。

附图简述

图 1 说明的是调制在两个相邻载频上两个信号之间的相邻频道干扰。

图 2 说明的是可以利用本发明的一个无线电通信系统。

图 3 说明的是一个普通的基带处理器。

图 4 说明的是本发明中的基带处理器。

图 5 举例说明图 4 中基带处理器的一个实施方案。

图 6 是本发明中一个联合频道估计器的实例。

图 7 举例说明如何生成图 6 中联合频道估计器里使用的 R 参数。

图 8 举例说明本发明的一个度量处理器。

图 9 说明图 4 中基带处理器的另一个实施方案。

发明详述

图 2 说明的是采用了本发明的一个无线电通信系统 200。如图所示，无线电系统 200 包括有第一付发射天线 206 的第一个无线电发射

机 202、有第二付发射天线 208 的第二个无线电发射机 204 和一个无线电接收机。该无线电接收机有一付接收天线 210、一个射频处理器 211 和一个基带处理器 218。射频处理器 211 有一个功率分配器 212、第一个无线电处理器 214 和第二个无线电处理器 216。

- 5 第一个无线电发射机 202 的一个输出端跟第一付发射天线 206 相连，第二个无线电发射机 204 的一个输出端跟第二付发射天线 208 相连。接收天线 210 跟功率分配器 212 的一个输入端相连，功率分配器 212 的一个输出端跟第一个和第二个无线电处理器 214、216 的输入端相连。第一个和第二个无线电处理器 214、216 的输出端跟基带处理
10 器 218 的输入端相连。

工作的时候，第一个发射机 202 用第一个发射天线 206 发射第一个信息信号（调制在第一个载频 f_1 上），第二个发射机 204 用第二个发射天线 208 发射第二个信息信号（调制在第二个载频 f_2 上）。经过传播媒介以后（例如一个移动无线电信道），发射出来的信号到达无
15 线电接收机。接收天线 210 收到两个发射信号，也收到了噪声。射频处理器 211 处理收到的信号，生成对应于不同载频 f_1 、 f_2 的多个基带信号。

具体而言，功率分配器 212 将收到的信号分成两路，提供给无线电处理器 214 和 216。第一个无线电处理器 214 对该信号进行放大、
20 混频、滤波、取样和量化，提取出来对应于第一个载频 f_1 的第一个基带信号 s_1 ，第二个无线电处理器 216 对上述信号进行放大、混频、滤波、取样和量化，提取出来对应于第二个载频 f_2 的第二个基带信号 s_2 。将得到的基带信号 s_1 、 s_2 交给基带处理器 218 解调出发射的信息信号。尽管这里采用了一个具体的射频处理器结构来说明本发明，本领域里的技术人员应当明白还可以采用其它的已知结构（例如宽带数字化和数字信道化）。此外，还可以只用一个发射机来发射两个载频 f_1
25 和 f_2 。

图 3 说明的是一个普通的双频道解调器 300，它可以包括在图 2 中的基带处理器 218 里。如图所示，双频道解调器 300 有第一个单信号解调器 302 和第二个单信号解调器 304。将收到的对应于第一个载
30 频 f_1 的第一个基带信号 s_1 传递给第一个单信号解调器 302 的一个输入端，第一个单信号解调器 302 提供第一个检测出来的信号 s_d 。将收到

的对应于第二个载频 f_2 的第二个基带信号 s_2 提供给第二个单信号解调器 304 的一个输入端，第二个单信号解调器 304 提供第二个检测出来的信号 s_a 。

在工作过程中，第一个单信号解调器 302 用大家所熟知的技术处理收到的第一个基带信号 s_1 ，以确定频道参数和用第一个载频 f_1 发射的信息位。同样，第二个单信号解调器处理收到的第二个基带信号 s_2 ，以确定频道参数和第二个载频 f_2 上的信息位。值得注意的是，两个信息信号的解调是完全分开的，使用传统的解调器会受到相邻频道的干扰。

图 4 是本发明的一个双频道解调器 400。如图所示，这一双频道解调器 400 有一个联合多信号解调器 402，接收第一个和第二个基带信号 s_1 、 s_2 作为输入，提供第一个和第二个检测出来的信号 s_d 、 s_a 作为输出。在工作过程中，两个基带信号 s_1 、 s_2 都用来联合解调前面介绍过的每一个发射信息信号。这里应当指出，本发明的解决方案（也就是对相邻频带中发射的信息信号的联合解调）跟对公用频带中发射的同频道信息信号的联合解调有明显的差别。利用单一频带信号进行同频道信号联合解调的方法可以在，例如，S. W. Wales 在 1995 年 4 月第 142 卷第 2 期的《电气和电子工程师协会通信学报》上发表的文章“时分多址移动无线电系统中抑制同频道干扰的技术”，和 P. A. Ranta 在 1995 年的电气和电子工程师协会国际通信会议论文集（ICC）上发表的文章“时分多址移动系统中的同频道干扰消除接收机”中找到。然而，同频道信号的联合解调要相对容易一些，因为同频道信号占用的是同样的频带，不需要进行依赖于载频间隔的码元纠正。另外，在这样的系统中只采用一个无线电处理器。对比起来，本发明的方法和装置是用来对多个频带里发射的信息信号进行解调的。

图 5 是本发明中多信号解调器的一个实施方案实例。如图所示，双频道解调器 500 有一个频道估计器 502、一个联合度量处理器 504 和一个序列估计处理器 506。将收到的第一个频带里的信号 s_1 传送给联合度量处理器 504 的第一个输入端和频道估计器 502 的第一个输入端。将收到的第二个频带里的信号 s_2 传递给联合度量处理器 504 的第二个输入端和频道估计器 502 的第二个输入端。频道估计器 502 提供

4 个频道参数估计 DSCP-B1、ASCP-B1、DSCP-B2 和 ASCP-B2，它们被输入到联合度量处理器 504 的 4 个相应输入端。这 4 个频道参数估计分别对应于第一个频带 B1 上所需信号的响应、第一个频带 B1 上相邻频带信号的响应、第二个频带 B2 上所需信号的响应和第二个频带 B2 上相邻频带信号的响应。

将载频间隔 ω 从另一个输入端输入联合度量处理器 504，将联合度量处理器 504 提供的联合度量 M_T 输送给序列估计处理器 506 的一个输入端。序列估计处理器 506 输出第一个和第二个检测出来的信号 s_d 、 s_a ，为了方便说明，这里假定在第一个载频 f_1 上发射的信息信号是所需要的信号，在第二个载频 f_2 上发射的信息信号是相邻频道信号（即第一个频带 B1 里的干扰信号）。

在工作过程中，度量处理器 504 给出联合度量，下文将对此进行详细介绍。这些联合度量能够综合进多个载波和多付天线。联合度量使用所需信号（即带内）和干扰信号的频道分支系数估计（channel tap coefficient estimates）。频道估计器 502 提供频道分支估计。将得到的联合度量 M_T 提供给序列估计处理器 506，序列估计处理器 506 提供所需信息序列和相邻频道信息序列的估计 s_d 、 s_a 。具体而言，序列估计处理器 506 根据联合度量 M_T 进行最大似然序列估计（MLSE）。

在存在码间串扰（ISI）和加性高斯白噪声（AWGN）的情况下，最大似然序列估计是最佳的检测算法。在上述实施方案实例里，最大似然序列估计是用一种递归方式进行的，例如利用 G. D. Forney 在 1973 年 3 月第 61 卷《电气与电子工程师学会会报》（Proceedings of the IEEE）上发表的文章“Viterbi 算法”所介绍的算法，这里将这篇文章引作参考。另外，采用一种次优精简状态 Viterbi 平衡器可以降低最大似然序列估计处理器的复杂性。也可以采用其它的已知次优平衡技术。例如，见 J. Wu 和 H. Aghvami 在 1996 年 8 月第 16 卷第 45 期《电气和电子工程师协会车载技术学报》上发表的文章“用于移动无线电通信，具有频道估计器的一种新的自适应平衡器”，这里将这篇文章引作参考。

在序列估计处理器 506 后面还可以进行进一步的处理。例如在数字蜂窝系统中序列估计后通常都有去交织、解码和转换成语音。在这种情况下，序列估计处理器 506 还可以提供跟真实比特值的可靠性和

似然性有关的软信息。如果编码和交织是在频带间交叉的，就可以采用利用了 506 的两个输入的联合解码。

对于频道估计器 502 的频道估计处理，在发射机 202、204 里可以将数据序列周期性地插入发射信息序列中。这些数据序列，通常叫做同步序列，对于接收机来说是已知的，所需信号和每一个相邻频道信号都使用不同的序列。因此可以利用同步序列和其它的已知参数来进行频道估计。一般而言，可以采用最小二乘估计（存在加性高斯白噪声时最常用最有效的方法）来估计频道参数。下面将介绍一个新的联合频道估计方案。

在以下说明中假定在发射同步序列的过程中获得的频道估计在随后的信息序列的发射过程中维持常数（直到发射下一同步序列）。然而有可能利用已知的自适应频道估计方法来修改频道估计。例如见 G. E. Bottomley 和 S. Chennakeshu 在 1995 年 5 月 31st 6 月 2 号的 Virginia Tech 的第五届无线个人通信研讨会（Virginia Tech's Fifth Symposium on Wireless Personal Communications）上的文章“用于无线通信的自适应最大似然序列估计平衡形式”，这里将它引作参考。此外，如果没有同步序列，就可以采用已知的盲频道估计技术（blind channel estimation techniques）。对于本领域的技术人员来说很显然，以下联合频道估计方案只是一个可以用在本发明联合解调方法中的方案。

为了提供频道估计，对发射机 202、204 和无线电处理器 214、216 的某些特征进行了模拟。例如在发射前通常让信息码元经过脉冲整形滤波器。所选脉冲形状使得发射的信号有紧凑的功率谱，这些脉冲通常都占用一个以上的码元间隔（即部分响应脉冲整形）。在无线电处理器 214、216 里，选择的接收机滤波器通常都能收集信号能量。如果用另一个滤波器来模拟无线电频道或媒介，那么收到的基带信号通常都可以用信息码元的卷积来表示，这些信息码元是在对应的频带里发射的，携带了发射机脉冲形状 t_x 、媒介响应 g 和接收机滤波器 r_x 的总的效果：

$$\text{接收信号} = \text{发射码元} \otimes (t_x \otimes g \otimes r_x) \quad (1)$$

这里 $\otimes$ 表示卷积运算。如上所述，同步码元、发射脉冲形状和接收机滤波器特性对接收机来说都是已知的。但是媒介响应 g 却随着环

境改变, 因此要对它进行动态估计, 从而更精确地估计信息码元。这样, 可以将公式(1)中的已知项放在一起, 而将未知项分开, 从而更方便地写成以下形式:

$$\text{接收信号} = [\text{发射码元} \otimes (\text{tx} \otimes \text{rx})] \otimes g \quad (2)$$

5 为了使说明本发明更加方便, 对发射脉冲形状 tx 和接收机滤波器 rx 进行卷积运算得到的具有基带码元间隔的取样用 R 参数表示, 对 R 参数跟基带中同步码元作卷积运算得到的取样用 X 参数表示。注意, 所有的参数都是在基带里得到的, 因为输入给多信号解调器 500 的信号 s_1 、 s_2 都是基带信号。结果, 在获得所需信号和相邻频道信号
10 即相应参数的本地副本时, 采用了在载波间隔 ω 基础上的旋转 (在接收机里它是已知的, 或者在接收机里对它进行估计)。下面更详细地介绍这种旋转。

图 6 是联合频道估计器 600 的一个实施方案实例, 可以用它来实现图 5 中的频道估计器 502。如图所示, 联合频道估计器 600 包括有
15 第一个和第二个旋转装置 606、608 的一个 X 参数处理器, 还包括 4 个 R 参数装置 r_{21} 、 r_{11} 、 r_{22} 、 r_{12} 。这一联合频道估计器 600 还有第三个和第四个旋转装置 610 和 612、一个组合起来的联合最小二乘估计器 614 以及第一和第二个耦合器 616、618。第一个基带信号 s_1 的同步位被传递给第一个旋转装置 606 的一个输入端和第二个 R 参数装置
20 r_{11} 。第二个基带信号 s_2 的同步位被提供给第三个 R 参数装置 r_{22} 和第二个旋转装置 608 的一个输入端。

将载频间隔 ω 提供给第一个旋转装置 606 的第二个输入端, 将第一个旋转装置 606 的一个输出信号传递给第一个 R 参数装置 r_{21} 的一个输入端。还将载频间隔 ω 提供给第二个旋转装置 608 的第二个输入
25 端, 将第二个旋转装置 608 的一个输出提供给第四个 R 参数装置 r_{12} 的一个输入端。将第一个 R 参数装置 r_{21} 输出的第一个 X 参数 x_{21} 传递给第三个旋转装置 610 的一个输入端, 将第四个 R 参数装置 r_{12} 输出的第四个 X 参数 x_{12} 提供给第四个旋转装置 612 的一个输入端。将第二个和第三个 R 参数装置 r_{11} 、 r_{22} 输出的第二个和第三个 X 参数 x_{11} 、
30 x_{22} 分别提供给组合起来的联合最小二乘估计器 614 的输入端。

将载频间隔 ω 和分支数 L (对应于模拟媒介响应的频道系数或分支的个数) 传递给第三个旋转装置 610 的输入端。将第三个旋转装置 610

的一个输出提供给组合起来的联合最小二乘估计器 614 的一个输入端。也将载频间隔 ω 和分支数 L 输入到第四个旋转装置 612 中去。将第四个旋转装置 612 的一个输出耦合给上述组合起来的联合最小二乘估计器 614 的一个输入端。组合起来的联合最小二乘估计器 614 接收
5 第一个和第二个基带信号 s_1 、 s_2 ，并产生第一和第二个媒介响应的估计 (g_1 、 g_2) (分别对应第一和第二个发射信号)。将第一个媒介响应估计 g_1 传送给第一个耦合器 616，产生所需信号 s_d 的两个频道参数估计 DSCP-B1、DSCP-B2。将第二个媒介响应估计 g_2 提供给第二个耦合器 618，产生相邻频道信号 s_2 的两个频道参数估计 ASCP-B1 和 ASCP-
10 B2。

在工作过程中， X 参数是利用两个信号的同步位、发射脉冲形状、接收机滤波器特性和载频间隔 ω 这些先验知识在本地接收机 (在单元 602 里) 里获得的。因此， X 参数表示每一个频带里在本地生成的信号，受媒介响应的影响较小。换句话说，最初将媒介响应假设为幅度
15 为 1 的德尔塔响应， $\delta(t)$ 。由于接收机里一般使用已知的固定滤波器 (在无线通信工业里一般都是这样)，而且 X 参数的其它分量都是已知的、固定的，因此可以将 X 参数计算出来一次，储存在接收机中的一个存储器里。这样就不必实时地计算 X 参数，而且可以降低接收机结构的复杂程度。如果不知道接收机滤波器响应，可以对它们进行周
20 期性的估计，并用估计周期性地更新 R 参数和 X 参数。

如图 6 所示，将 (本地已知的) 两个基带信号 s_1 、 s_2 的同步位分成两个副本。在第一个旋转单元 606 里将第一个基带信号 s_1 同步位的一个副本旋转载频间隔 ω 。同样，在第二个旋转单元 608 里将第二个信息信号 s_2 同步位的一个副本旋转载频间隔 ω 。然后让同步位的这四
25 个副本通过 R 参数装置 (在 R 参数单元 604 内)，产生四个 X 参数 x_{21} 、 x_{11} 、 x_{22} 、 x_{12} 。对于本领域的技术人员来说很显然，这里的取样率可以是一个码元间隔或者小数码元间隔。

注意，第一个 X 参数 x_{21} 表示本地产生的，在接收到以后在第二个频带 B2 里经过移相、滤波和取样，已经没有相应的媒介响应 g_1 的
30 影响的第一个基带信号。同样，第二个 X 参数 x_{11} 表示本地产生的，在接收到以后在第一个频带 B1 里经过滤波和取样，已经没有相应的媒介响应 g_1 的影响的第一个基带信号。第三个 X 参数 x_{22} 表示本地产

生的，在接收到以后在第二个频带 B2 里经过移相、滤波和取样，已经没有相应的媒介响应 g_2 的影响的第二个基带信号。最后，第四个 X 参数 x_{12} 表示本地产生的，在接收到以后在第一个频带 B1 里经过滤波和取样，已经没有相应的媒介响应 g_2 的影响的第二个基带信号。

- 5 如图所示，第三个和第四个旋转装置 610、612 用于按照载频间隔 ω 和媒介分支数 L 的个数，旋转第一个和第四个 X 参数 x_{21} 、 x_{12} 。然后组合起来的联合最小二乘估计器 614 用以下等式为第一条和第二条信号传输路径估计第一个和第二个媒介冲击响应 g_1 、 g_2 ：

$$\hat{s}_1(n) = \sum_{l=0}^{L-1} g_1(l)x_{11}(n-l) + \sum_{l=0}^{L-1} g_2(l)x_{12}(n-l)e^{j\omega lT} \quad (3)$$

$$\hat{s}_2(n) = \sum_{l=0}^{L-1} g_1(l)x_{21}(n-l)e^{-j\omega lT} + \sum_{l=0}^{L-1} g_2(l)x_{22}(n-l) \quad (4)$$

- 10 其中 $\hat{s}_1$ 和 $\hat{s}_2$ 分别表示本地生成（估计）的第一个和第二个频带 B1、B2 里的信号， g_1 和 g_2 分别表示第一个和第二个信号传输路径的取样间隔的媒介响应， L 表示用来模拟媒介响应的分支数， n 是取样周期指数， T 是取样周期。虽然在这里等式（3）和（4）中两个媒介响应的分支数 L 都相等，显然，两个媒介响应的分支数不必相同。

- 15 最小二乘估计器 614 能够通过让第一个和第二个接收信号 $s_1(n)$ 、 $s_2(n)$ 跟第一个和第二个模拟信号 $\hat{s}_1(n)$ 和 $\hat{s}_2(n)$ 之间的方差最小来联合获得媒介响应。可以利用所得方差的加权和来获得组合起来的最小二乘费用函数。一旦估计出来媒介响应分支，就在第一个和第二个耦合器 616、618 里将第一个和第二个媒介响应 g_1 、 g_2 分别跟 R 参数耦合，以得到两个频带 B1、B2 里每一个信号的总的频道分支估计。

- 20 图 7 是一个示例性的 R 参数处理器 702，图 6 中的实施方案可以用它来产生四个 R 参数 r_{21} 、 r_{11} 、 r_{22} 、 r_{12} 。如图所示，R 参数处理器 702 包括第一个频带-2 接收滤波器 710、第一个频带-1 接收滤波器 704、第二个频带-2 接收滤波器 708、第二个频带-1 接收滤波器 706 以及第一个和第二个旋转装置 714、712（其中频带-1 和频带-2 分别表示第一个和第二个频带 B1 和 B2）。第一个频带-2 接收滤波器 710 接收频带-1 的发射脉冲 $P(t)$ （对应于第一个发射机使用的发射脉冲波形）和，作为响应，产生一个输出，通过一个取样器耦合给第一个
30 旋转装置 714。第一个旋转装置 714 的一个输出表示第一个 R 参数

r_{21} 。

第一个频带-1 接收滤波器 704 也接收频带-1 的发射脉冲 $P(t)$ ，第一个频带-1 接收滤波器 704 的一个取样输出表示第二个 R 参数 r_{11} 。第二个频带-2 接收滤波器 708 接收频带-2 的一个发射脉冲（对应于第二个发射机使用的发射脉冲波形）和，作为响应，产生一个输出，通过一个取样器耦合给第二个旋转装置 712。第二个旋转装置 712 的一个输出表示第三个 R 参数 r_{22} 。第二个频带-1 接收滤波器 706 也接收频带-2 的发射脉冲 $P(t)e^{j\omega t}$ ，第二个频带-1 接收滤波器 706 的一个取样输出表示第四个 R 参数 r_{12} 。

10 这样，通过让第一个频带 B1 的发射脉冲波形通过第一个频带-2 接收滤波器 710（然后取样）并在第一个旋转装置 714 里将得到的取样旋转载频间隔 ω ，得到第一个 R 参数 r_{21} 。让第一个频带 B1 的发射脉冲波形通过第一个频带-1 的接收滤波器 704（然后取样），得到第二个 R 参数 r_{11} 。同样，让第二个频带 B2 的发射脉冲波形通过第二个频带-2 接收滤波器 708（然后取样），并在第二个旋转装置 712 里将这些取样旋转载频间隔 ω ，得到第三个 R 参数 r_{22} 。让第二个频带 B2 的发射脉冲通过第二个频带-1 接收滤波器 706（然后取样），得到第四个 R 参数 r_{12} 。

20 虽然联合频道估计方案是针对本发明中联合多信号解调方案介绍的，但是本领域里的技术人员应当明白，这里的联合频道估计方案还可以用于其它的多信号和单信号解调技术。还要指出，对于采用多接收天线的系统，可以针对每一付天线或每一个天线单元使用这一联合频道估计方法。

图 8 描述的是一个示例性的度量处理器 800，可以用它来实现图 5 中的联合度量处理器 504。如图所示，度量处理器 800 有一个本地所需位序列发生器 802、一个本地相邻位序列发生器 804、第一个和第二个旋转装置 806 和 808、四个滤波器 810、812、814 和 816、第一个和第二个幅度平方装置 818 和 820 以及五个求和装置 813、815、817、819 和 822。将第一个和第二个基带信号 s_1 、 s_2 分别耦合到第三个和第四个求和装置 817、819 的正输入端。将（第一个频带 B1 里所需信号的）第一个频道参数估计 DSCP-B1 耦合给第一个滤波器 810 的一个输入端，将（第一个频带 B1 里相邻频道信号的）第二个频道参

数估计 ASCP-B1 耦合给第二个滤波器 812 的一个输入端。将（第二个频带 B2 里的相邻频带信号的）第三个频道参数估计 ASCP-B2 耦合给第三个滤波器 814 的一个输入端，将（第二个频带 B2 里所需信号的）第四个频道参数估计 DSCP-B2 耦合给第四个滤波器 816 的一个输入端。

5 将本地所需位序列发生器 802 的输出传递给第一个滤波器 810 的第二个输入端和第二个旋转装置 808 的第一个输入端。将本地相邻位序列发生器 804 的一个输出耦合给第一个旋转装置 806 的第一个输入端和第三个滤波器 814 的第二个输入端。将载频间隔 ω 耦合给每一个
10 旋转装置 806、808 的第二个输入端，将第一个和第二个旋转装置 806、808 的输出分别耦合给第二个和第四个滤波器 812、816 的第二个输入端。将第一个和第二个滤波器 810、812 的输出耦合给第一个求和装置 813 的正输入端，将第一个求和装置 813 的一个输出耦合给第三个求和装置 817 的一个负输入端。将第三个和第四个滤波器
15 814、816 的输出耦合给第二个求和装置 815 的正输入端，将第二个求和装置 815 的一个输出耦合给第四个求和装置 819 的一个负输入端。将第三和第四个求和装置 817、819 的输出分别耦合给幅度平方装置 818、820 的输入端，将第一个和第二个幅度平方装置 818、820 的输出耦合给第五个求和装置 822 的正输入端。第五个求和装置 822 的输
20 出代表总的联合度量 M_T 。

在工作过程中，本地所需位序列发生器 802 和本地相邻位序列发生器 804 分别产生假设的所需位和相邻位。为了产生在第一个频带 B1（对应于第一个载频 f_1 ）里收到的第一个信息信号的一个估计，在第一个旋转单元 806 里按照频道间隔 ω 对相邻位进行旋转。在第一个频
25 带 B1 里，调整无线电处理器 214，让它接收所需信号。但由于频道相隔太近，相邻频道信号分量也会出现在第一个频带 B1 里，给所需信号带来干扰。

让产生的所需位和旋转过的相邻位分别通过第一个和第二个滤波器 810、812。第一个和第二个滤波器 810、812 的参数（即频带-1
30 的所需信号频道参数 DSCP-B1 和频带-1 的相邻信号频道参数 ASCP-B1），是通过例如上述联合频道估计单元 600 获得的。这样第一个和第二个滤波器 810、812 模拟第一个频带 B1 中所需和相邻频道的效

果。在第一个加法器 813 里将第一和第二个滤波器 810、812 的输出相加，得到第一个发射信号的估计，并（在第三个求和装置 817 里）从第一个频带 B1 的实际接收信号中减去该估计。然后在第一个幅度平方装置 818 里计算这一差的幅度平方，获得第一个分支度量（度量 1）。

为了产生第二个频带 B2（对应于第二个载频 f_2 ）里第二个信号的一个估计，第二个旋转装置 808 将所需位旋转频道间隔 ω 。在第二个频带 B2 里，调整无线电处理器 216，让它接收相邻频道信号。但由于频道相隔太近，第二个频带 B2 中也会出现所需信号分量，给相邻频带信号带来干扰。

让产生的相邻位和旋转过的所需位分别通过第三个和第四个滤波器 814、816。第三个和第四个滤波器 814、816（也就是频带-2 的相邻信号频道参数 ASCP-B2 和频带-2 的所需信号频道参数 DSCP-B2）通过例如联合频道估计单元 600 而获得。这样，第三个和第四个滤波器 814、816 模拟第二个频带 B2 中相邻和所需频道的效果。第二个求和装置 815 将第三个和第四个滤波器 814、816 的输出相加，获得第二个发射信号的估计，并从第二个频带 B2 的实际接收信号中（在第四个求和装置 819 中）减去这一估计。然后第二个幅度平方装置 820 计算出得到的差的幅度平方，以获得第二个分支度量（度量 2）。

第五个求和装置 822 将第一个分支度量跟第二个分支度量（度量 1 和度量 2）相加，得到总的分支度量 M_T 。在相加之前可以对分支度量加权，将例如噪声电平考虑在内。在采用多付天线的系统中，可以将其它天线的度量加权合并。将总的分支度量 M_T 提供给上述序列估计处理器 506。本领域的技术人员应当明白还可以采用其它的度量。例如，可以采用 G. E. Bottomley 和 S. Chennakeshu 的文章里介绍的一种“部分 Ungerboeck”形式，前面已经将这篇文章引作参考。也可以采用欧几里得度量。

虽然介绍实施方案时针对的是两个信息信号和两个基带信号，但是对于本领域的技术人员来说很显然，本发明可以用于任意个信息信号和载频。要注意，例如，可以只用只对应于两个载频之一的一个基带信号对两个相邻频道信号联合解调。本发明还可以用于对同频道和相邻频道信号解调。

通过扩展 G. Ungerboeck 的文章“载频调制数据传输系统中的自适应最大似然接收机”中介绍的修正度量，可以构成本发明的另一个多信号解调器，该文章发表在 1974 年 5 月第 COM-22 卷的《电气和电子工程师协会通信学报》上，这里将它引作参考。根据本发明，这另一个解调器使用跟整个频道响应匹配的接收机滤波器（同时反映了发射脉冲波形和媒介响应的影响）。例如，可以把跟（固定的）发射脉冲波形相匹配的接收机滤波器跟第二级滤波器一起使用，这第二级滤波器是按照最佳检测媒介响应估计设计的。

图 9 说明的是这种可选双频道解调器 900。如图所示，这一双频道解调器 900 有一个频道估计器 902、第一个和第二个媒介匹配滤波器 904 和 906、一个 S 参数计算装置 908、一个扩展了的修正度量处理器 910 和一个序列估计处理器 912。将第一个基带信号 s_1 传递给第一个媒介匹配滤波器 904 的一个输入端和频道估计器 902 的第一个输入端。将第二个基带信号 s_2 传递给第二个媒介匹配滤波器 906 的一个输入端和频道估计器 902 的第二个输入端。将频道估计器 902 的第一个输出送给第一个媒介匹配滤波器 904 的第二个输入端和 S 参数计算装置 908 的第二个输入端。将频道估计器 902 的第二个输出耦合给第二个媒介匹配滤波器 906 的第二个输入端和 S 参数计算装置 908 的第一个输入端。

将第一个和第二个媒介匹配滤波器 904、906 的输出提供给扩展了的修正度量处理器 910 的第一个和第二个输入端。将载频间隔 ω 和发射脉冲 $P(t)$ 耦合给 S 参数计算装置 908 的第三个和第四个输入端，并将 S 参数计算装置 908 输出的四个 S 参数 S_{11} 、 S_{21} 、 S_{22} 、 S_{12} 耦合给扩展了的修正度量处理器 910 的其它输入端。将扩展了的修正度量处理器 910 的一个输出提供给序列估计处理器 912 的一个输入端，序列估计处理器 912 的第一个和第二个输出表示检测出来的第一个和第二个信号 s_d 、 s_a 。

工作的时候，通过上述估计单元获得第一个和第二个媒介响应 g_1 、 g_2 。然后利用媒介响应参数为最佳解调设置时变媒介匹配滤波器。代表频带 B1 跟 B2 中发射机滤波器、媒介响应、接收机滤波器和媒介匹配滤波器总效果的四个 S 参数 S_{11} 、 S_{21} 、 S_{22} 、 S_{12} ，是利用发射脉冲波形、载频间隔 ω 和媒介响应估计这些先验知识获得的。

第一个 S 参数 s_{11} 代表第一个频带 B1 内发射机滤波器、第一个发射信号的媒介响应、第一个频带 B1 中的接收机滤波器和第一个媒介匹配滤波器的总效果。第二个 S 参数 s_{21} 代表第二个频带 B2 内发射机滤波器、第二个信号的旋转媒介响应、第一个频带 B1 内的接收机滤波器
5 滤波器和第一个媒介匹配滤波器的总效果。第三个 S 参数 s_{22} 代表第二个频带 B2 内发射机滤波器、第二个发射信号的媒介响应、第二个频带 B2 内的接收机滤波器和第二个媒介匹配滤波器的总效果。第四个 S 参数 s_{12} 代表第一个频带 B1 内发射机滤波器、第一个信号的旋转媒介响应、第二个频带 B2 内的接收机滤波器和第二个媒介匹配滤波器的
10 总效果。

利用以下公式在修正度量处理器 910 里利用媒介匹配滤波器的输出和 S 参数计算扩展了的修正分支度量 M_1 、 M_2 ：

$$\left\{ d_n^* \left(2z_1(n) - d_n s_{11}(0) - 2 \sum_{u=1}^L d_{n-u} s_{11}(u) - \hat{a}_n s_{21}(0) - 2 \sum_{u=1}^K \hat{a}_{n-u} s_{21}(u) \right) \right. \\ \left. \left\{ a_n^* \left(2z_2(n) - a_n s_{22}(0) - 2 \sum_{u=1}^L a_{n-u} s_{22}(u) - \hat{d}_n s_{12}(0) - 2 \sum_{u=1}^K \hat{d}_{n-u} s_{12}(u) \right) \right\} \right.$$

其中 z_1 和 z_2 都是媒介匹配滤波器的输出， d_n 和 a_n 是本地生成的所需位和相邻位，“*”表示共轭运算， $\hat{d}_n$ 和 $\hat{a}_n$ 是旋转过的本地生成的所需和相邻位， $\text{Re}\{x\}$ 表示 $\{x\}$ 的实部， n 是码元周期指数。通过将分支度量 M_1 跟 M_2 相加获得总度量 M_T 。将总度量提供给序列估计处理器
15 912，用于估计所需信息位和相邻信息位。

本领域里的普通技术人员应当明白，采用分集或相控阵天线时接收机可以采用本发明。在这种系统里有多个接收信号，对应于不同的
20 天线或波束。每一付天线上预期信号跟接收信号的差都可以在普通的序列估计过程里用来形成分支度量。可以将天线信号组合起来，例如通过为每一天线形成度量（幅度平方）并对这些度量求和从而形成一个组合分支度量。例如参考 1993 年 3 月 2 日颁发给 Bäckström 等的
25 第 5191598 号美国专利，这里将它引作参考。还可以采用其它的天线组合方法。例如见 G. E. Bottomley 和 K. Jamal 的文章“自适应阵和最大似然序列估计平衡”，这篇文章发表在第 45 届电气和电子工程师协会车载技术会议(VCT'95)论文集上，该会议于 1995 年 7 月 25th28 日在芝加哥召开，这里将这篇文章引作参考。

虽然说明本发明时针对的是混合型频分多址/时分多址系统，对于本领域里的技术人员而言，显然本发明可以用于采用了频分多址成分（即多载频）的任何系统。此外，本发明还可以用于有直接序列码分多址（DS-CDMA）、跳频、正交频分多路复用（OFDM）和其它成分的系统里。

另外，虽然介绍本发明时针对的是最大似然序列估计（MLSE）解调方法，也可以采用其它的解调方法。例如，可以采用判定反馈平衡（DFE）或者线性平衡（LE）。

此外，还可以采用其它频道估计方法来提供上述解调系统里使用的频道参数估计 DSCP-B1、ASCP-B1、DSCP-B2、ASCP-B2。例如参考序列号为 08/901693，题目为“数字通信系统里消除相邻频道信号的方法和装置”的美国专利申请，这一申请跟本申请同时提交（filed on even date herewith），这里将这一整个申请引作参考。

本领域的技术人员应当明白，本发明并不局限于这里的具体实施方案实例，举出这些实例的目的只是为了进行说明。本发明的范围由后面的权利要求限定，而不是前面的说明。而且本发明权利要求的所有等价品都属于本发明。

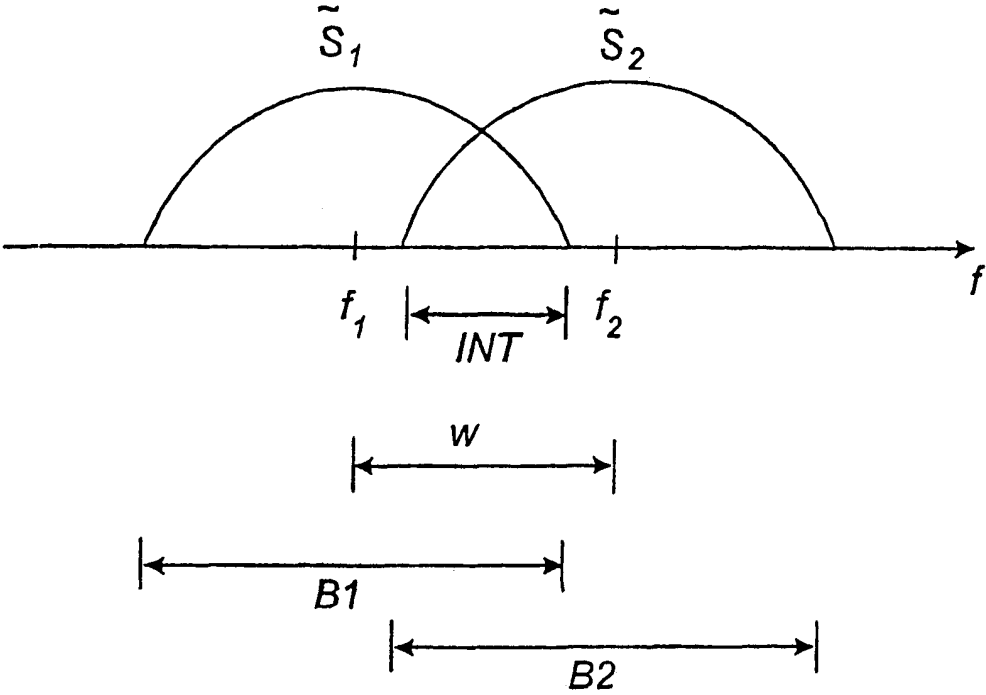


图 1

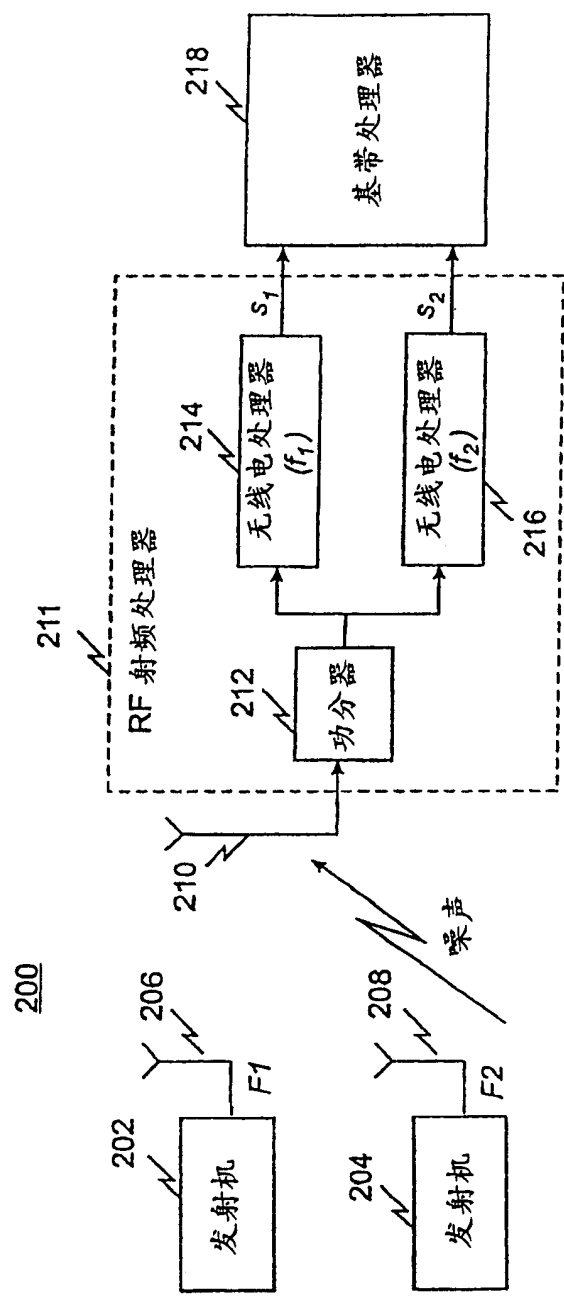


图 2

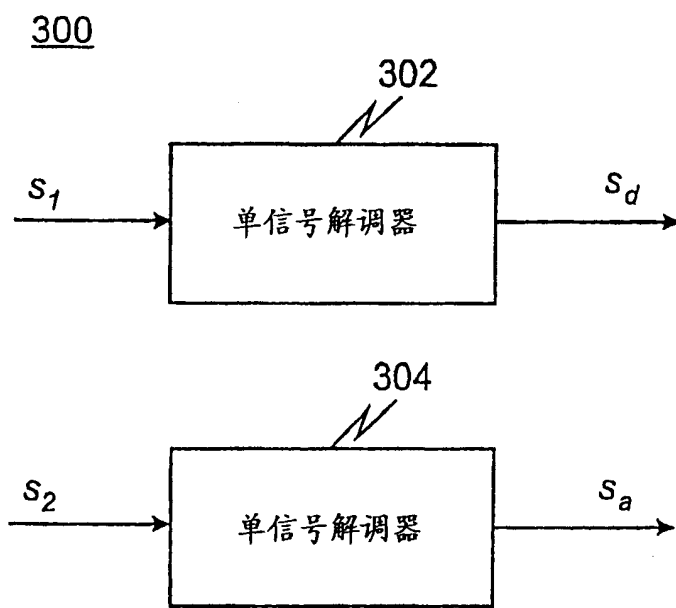


图 3
(现有技术)

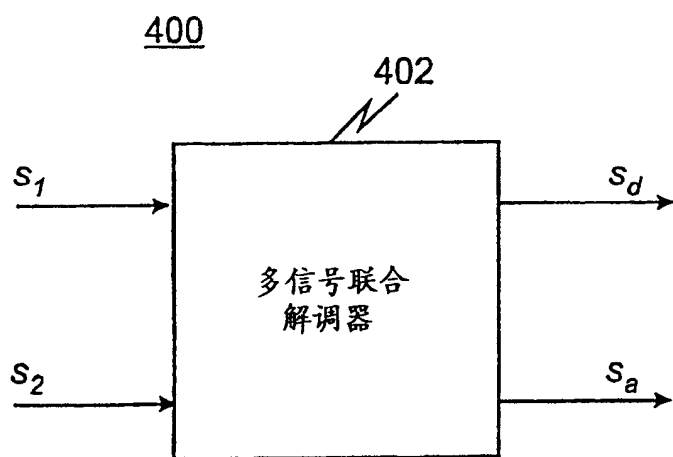


图 4

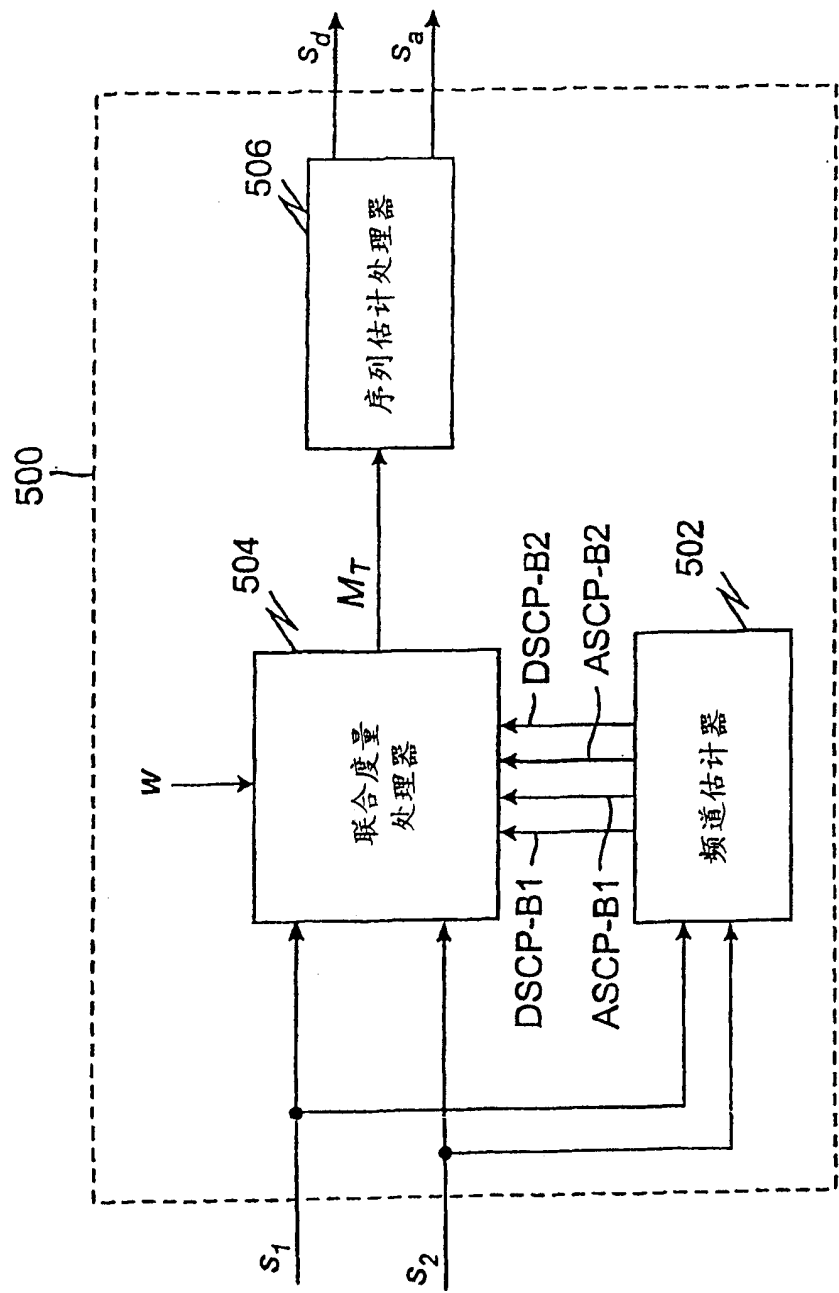


图 5

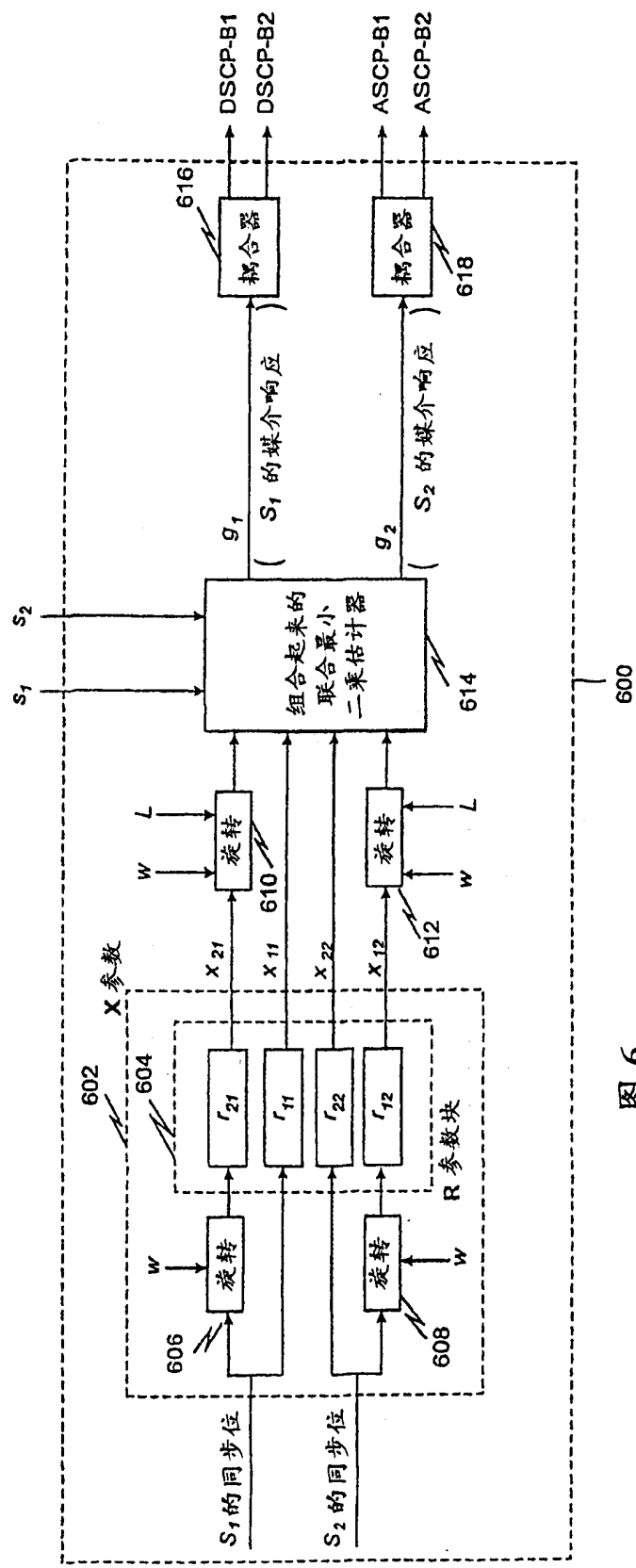


图 6

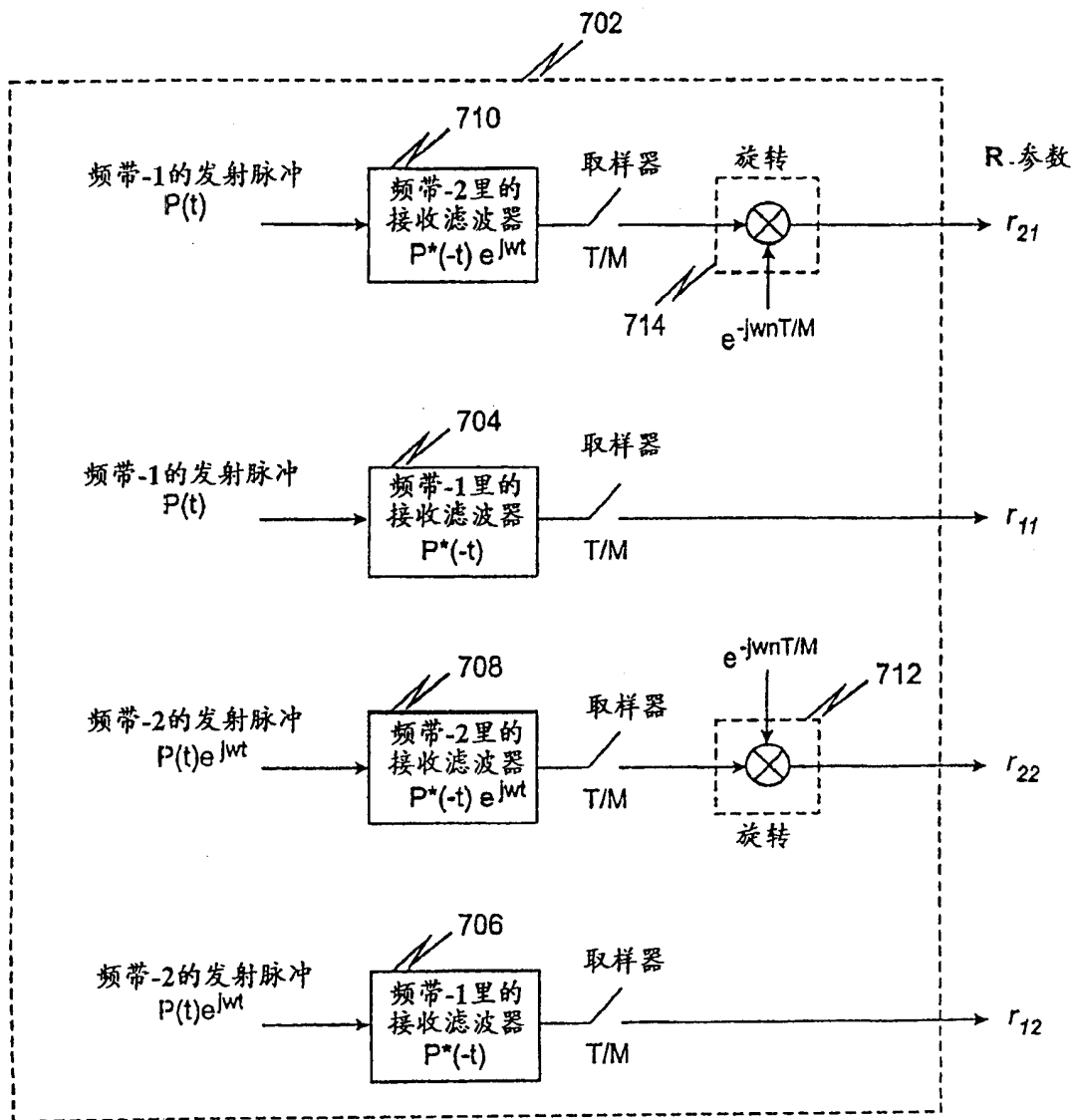


图 7

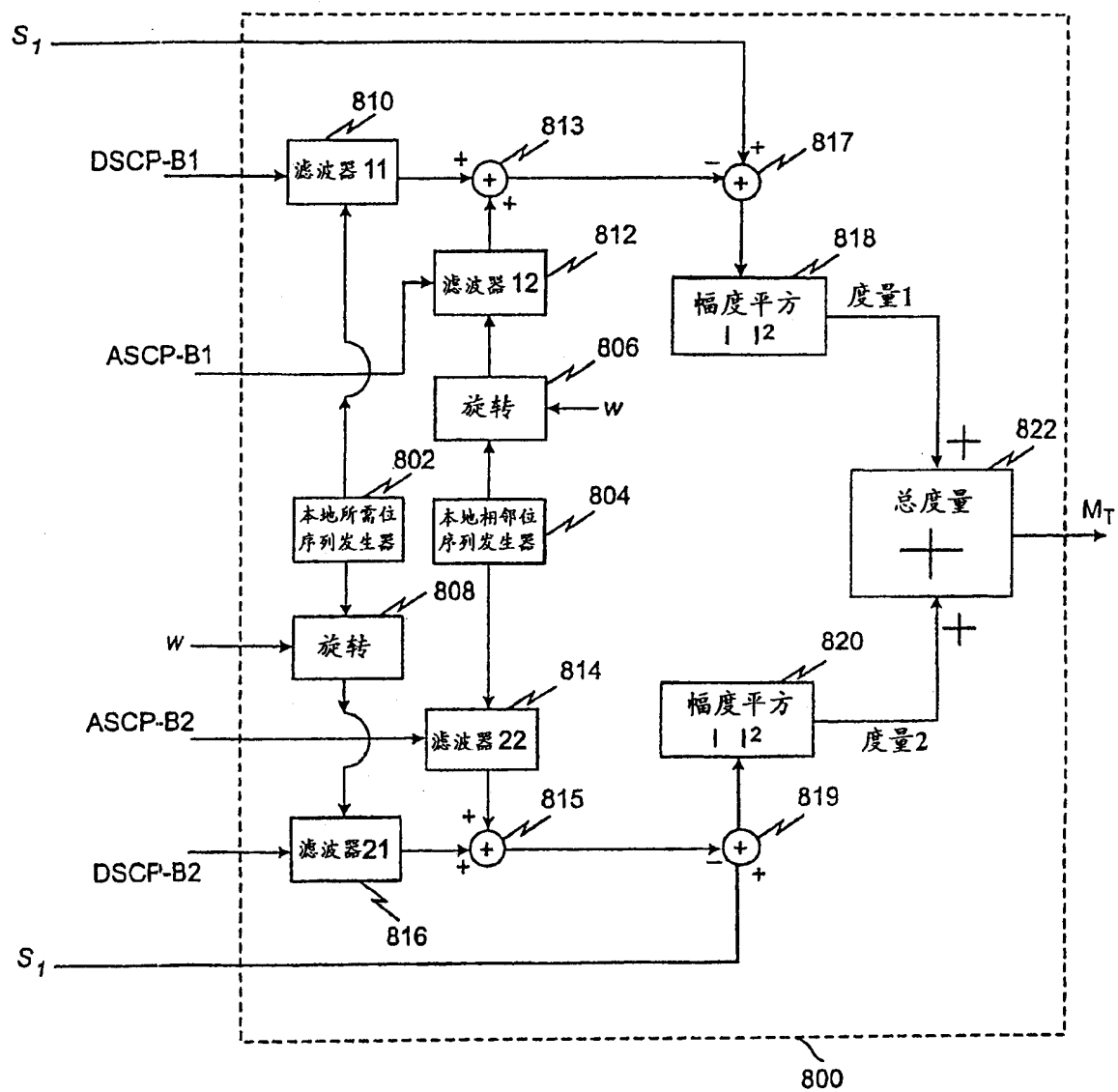


图 8

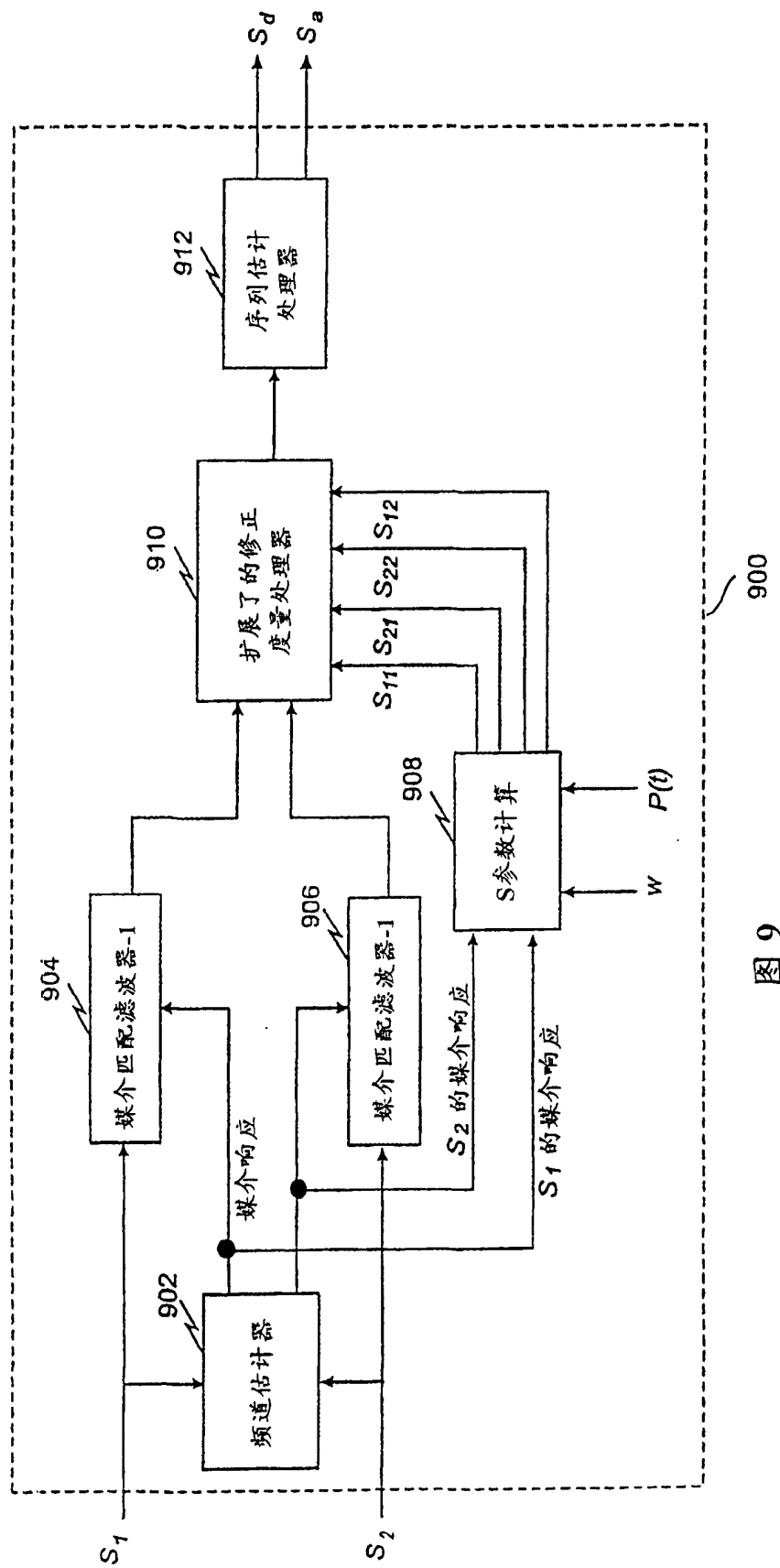


图 9