



(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 101341663 B

(45) 授权公告日 2013. 05. 08

(21) 申请号 200680047797. 4

(51) Int. Cl.

(22) 申请日 2006. 03. 08

H04L 1/00 (2006. 01)

(30) 优先权数据

H04B 1/712 (2011. 01)

11/314, 740 2005. 12. 22 US

H03M 13/29 (2006. 01)

(85) PCT申请进入国家阶段日

(56) 对比文件

2008. 06. 18

CN 1135815 A, 1996. 11. 13,

(86) PCT申请的申请数据

CN 1405984 A, 2003. 03. 26,

PCT/SE2006/050022 2006. 03. 08

US 2005175122 A1, 2005. 08. 11,

(87) PCT申请的公布数据

审查员 宋超

W02007/073315 EN 2007. 06. 28

(73) 专利权人 艾利森电话股份有限公司

地址 瑞典斯德哥尔摩

(72) 发明人 郑荣富 G·E·博托姆利

(74) 专利代理机构 中国专利代理(香港)有限公

司 72001

代理人 朱海煜 陈景峻

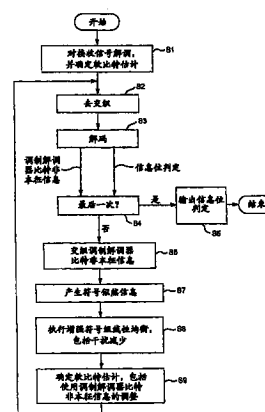
权利要求书5页 说明书12页 附图9页

(54) 发明名称

使用解扩值的线性 Turbo 均衡

(57) 摘要

用于 CDMA 接收器的线性 Turbo 均衡器对解扩接收信号（而不是扩频接收信号）进行均衡以便抑制产生于发射符号之间的耦合的自干扰。在一个示例实现中，基于一般化 Rake (G-Rake) 接收器设计的线性均衡器将解码器反馈用于形成 Rake 组合加权以及用于形成从提供给解码器的均衡器信号中去除的自干扰估计。优选地还执行 Turbo 解码。在那种情况下，各 Turbo 解码器组件优选地在向均衡器反馈信息之前执行一遍。这确保在向均衡器反馈非本征信息之前，Turbo 解码器不会过早地锁定到不正确码字。



1. 一种用于处理所接收的直接序列码分多址 DS-CDMA 基带信号以便恢复信息位的方法,包括以下步骤:

A) 接收所述 DS-CDMA 基带信号,它包括合成噪声和发射符号,各发射符号包括一个或多个调制位;

B) 根据所接收的信号来形成调制位估计的第一集合;以及

C) 使用所述调制位估计的第一集合来执行解码操作,以便产生与所述调制位相关联的非本征信息,所述方法的特征在于还包括以下步骤:

D) 对于所接收的信号的多延迟,使用所接收的基带信号来执行解扩操作,以便产生与发射符号对应的多个解扩值;

E) 使用所述解扩值和所述非本征信息来形成调制位估计的第二集合,形成调制位估计的第二集合的所述步骤包括根据所述非本征信息来形成与发射符号相关联的干扰估计,并去除所述干扰估计,以便产生所述调制位估计的第二集合;以及

F) 使用所述调制位估计的第二集合来执行解码操作,以便产生信息位估计。

2. 如权利要求 1 所述的方法,其中,使用一般化 Rake (G-Rake) 接收器来形成所述调制位估计的第一集合。

3. 如权利要求 2 所述的方法,其中,所述一般化 Rake 接收器根据所述解扩值来产生符号估计,以及所述符号估计被用来产生调制位估计。

4. 如权利要求 1 所述的方法,其中,步骤 F) 中的所述解码操作的至少一部分包括 Turbo 解码操作。

5. 如权利要求 4 所述的方法,其中,所述 Turbo 解码操作包括:

在一遍 Turbo 解码中,使用所述调制位估计来执行第一和第二组件解码操作,以便产生所述非本征信息,

其中,在完成所述一遍 Turbo 解码之后,则将所述非本征信息用于步骤 E)。

6. 如权利要求 4 所述的方法,其中,所述 Turbo 解码操作包括:

在一遍 Turbo 解码中,使用所述调制位估计来执行第一和第二组件解码操作,以便产生所述非本征信息,

其中,在完成多遍 Turbo 解码之后,则将所述非本征信息用于步骤 E)。

7. 如权利要求 4 所述的方法,其中,所述 Turbo 解码操作包括:

使用所述调制位估计来执行第一组件解码操作,以便产生调制位似然信息的第一集合,以及

使用所述调制位估计和所述调制位似然信息的第一集合来执行第二组件解码操作,以便产生调制位似然信息的第二集合;以及

根据所述调制位似然信息的第一和第二集合来形成非本征信息。

8. 如权利要求 4 所述的方法,还包括:

使用所述调制位估计来执行第一组件解码操作,以便产生调制位似然信息的第一集合;

使用所述调制位估计来执行第二组件解码操作,以便产生调制位似然信息的第二集合;以及

组合所述调制位似然信息的第一和第二集合,以便产生所述非本征信息。

9. 如权利要求 1 所述的方法,还包括:
使用所述非本征信息来形成干扰发射符号的平均符号值,以及
使用所述平均符号值来形成与所述发射符号相关联的干扰的干扰估计。
10. 如权利要求 1 所述的方法,还包括:
形成组合加权的一个集合。
11. 如权利要求 10 所述的方法,还包括:
从所述解扩值中去除所述干扰估计,以便产生修改的解扩值;以及
使用所述组合加权来组合所述修改的解扩值,以便用于提供与所述发射符号相关联的符号估计。
12. 如权利要求 10 所述的方法,还包括:
使用所述组合加权来组合所述解扩值,以便用于提供与所述发射符号相关联的符号估计;以及
从与发射符号相关联的所述符号估计中去除所述干扰估计。
13. 如权利要求 10 所述的方法,还包括:
根据所述非本征信息来确定所述组合加权。
14. 如权利要求 13 所述的方法,还包括:
使用所述非本征信息来形成与所述发射符号相对应的符号似然,以及
根据所述符号似然来确定所述组合加权。
15. 如权利要求 10 所述的方法,其中,将组合加权的另一个集合用于步骤 B),所述方法还包括:
根据信道估计和缺损协方差估计来确定与所述组合加权的一个集合不同的所述组合加权的另一个集合。
16. 如权利要求 1 所述的方法,其中,在执行步骤 F) 之前执行步骤 C) 和 E) 超过一次,其中, C) 对所述调制位估计的调制集合进行操作。
17. 如权利要求 1 所述的方法,其中,所述调制位估计对应于不同扩频码上并行发送的发射符号。
18. 如权利要求 1 所述的方法,其中,所述调制位估计对应于高阶调制发射符号。
19. 如权利要求 1 所述的方法,该方法用于无线电接收器 (22,26)。
20. 如权利要求 19 所述的方法,其中,所述无线电接收器处于移动无线电 (22) 中。
21. 如权利要求 19 所述的方法,其中,所述无线电接收器处于无线电基站 (26) 中。
22. 如权利要求 19 所述的方法,其中,所述无线电接收器包括一个天线或多个天线,以及在所述一个天线或者所述多个天线上接收所述基带信号。
23. 一种用于处理所接收的直接序列码分多址 DS-CDMA 基带信号以便恢复信息位的装置,包括:
线性均衡器 (50),配置成接收所述 DS-CDMA 基带信号,该信号包括合成噪声和发射符号,各发射符号包括一个或多个调制位;并配置成对于所述接收信号的多个延迟,使用所接收的基带信号来执行解扩操作,以便产生与发射符号相对应的多个解扩值;
解调器 (52),配置成根据所述接收信号来形成调制位估计的第一集合;
解码器 (56),配置成执行任务 A:使用所述调制位估计的第一集合来执行解码操作,以

便产生与所述调制位相关联的非本征信息；

其中所述解调器 (52) 还配置成执行任务 B：使用所述解扩值和所述非本征信息来形成调制位估计的第二集合，形成调制位估计的第二集合包括根据所述非本征信息来形成与发射符号相关联的干扰估计，并去除所述干扰估计，以便产生所述调制位估计的第二集合；以及

其中所述解码器 (56) 还配置成执行任务 C：使用所述调制位估计的第二集合来执行解码操作，以便产生信息位估计。

24. 如权利要求 23 所述的装置，其中，所述线性均衡器 (50) 包括用于形成所述调制位估计的第一集合的一般化 Rake (G-Rake) 接收器 (70, 72, 74, 75, 80)。

25. 如权利要求 24 所述的装置，其中，所述线性均衡器 (50) 配置成根据所述解扩值来产生符号估计，以便用于产生调制位估计。

26. 如权利要求 23 所述的装置，其中，所述解码器 (56) 包括 Turbo 解码器 (56', 56'')。

27. 如权利要求 26 所述的装置，其中，在一遍 Turbo 解码中，所述 Turbo 解码器配置成使用所述调制位估计来执行第一和第二组件解码操作，以便产生所述非本征信息，

其中，所述解调器 (52) 配置成在完成所述一遍 Turbo 解码之后，使用所述非本征信息。

28. 如权利要求 26 所述的装置，其中，在一遍 Turbo 解码中，所述 Turbo 解码器配置成使用所述调制位估计来执行第一和第二组件解码操作，以便产生所述非本征信息，

其中，所述解调器 (52) 配置成在完成多遍 Turbo 解码之后，使用所述非本征信息。

29. 如权利要求 26 所述的装置，其中，所述 Turbo 解码器 (56') 配置成：

使用所述调制位估计来执行第一组件解码操作，以便产生调制位似然信息的第一集合，以及

使用所述调制位估计和所述调制位似然信息的第一集合来执行第二组件解码操作，以便产生调制位似然信息的第二集合；以及

根据所述调制位似然信息的第一和第二集合来形成非本征信息。

30. 如权利要求 26 所述的装置，其中，所述 Turbo 解码器 (56'') 配置成：

使用所述调制位估计来执行第一组件解码操作，以便产生调制位似然信息的第一集合；

使用所述调制位估计来执行第二组件解码操作，以便产生调制位似然信息的第二集合；以及

组合所述调制位似然信息的第一和第二集合，以便产生所述非本征信息。

31. 如权利要求 23 所述的装置，其中，所述线性均衡器还配置成用于执行形成调制位估计的第二集合的任务。

32. 如权利要求 31 所述的装置，其中，所述线性均衡器包括用于根据所述非本征信息来形成与发射符号相关联的干扰估计的干扰估计器 (78) 以及用于去除所述干扰估计以便产生所述调制位估计的第二集合的干扰去除器。

33. 如权利要求 32 所述的装置，其中，所述干扰估计器 (78) 配置成：

使用所述非本征信息来形成干扰发射符号的平均符号值，以及

使用所述平均符号值来形成与所述发射符号相关联的干扰的干扰估计。

34. 如权利要求 32 所述的装置，其中，所述线性均衡器包括用于形成组合加权的一个

集合的加权处理器 (74)。

35. 如权利要求 34 所述的装置,还包括:

第一组合器 (76),用于从所述解扩值中去除所述干扰估计,以便产生修改的解扩值;
以及

第二组合器 (80),用于使用所述组合加权来组合所述修改的解扩值,以便用于提供与
所述发射符号相关联的符号估计。

36. 如权利要求 34 所述的装置,还包括:

第一组合器,用于使用所述组合加权来组合所述解扩值,以便用于提供与所述发射符号
相关联的符号估计;以及

第二组合器,用于从与发射符号相关联的所述符号估计中去除所述干扰估计。

37. 如权利要求 34 所述的装置,其中,所述加权处理器配置成根据所述非本征信息来
确定所述组合加权。

38. 如权利要求 37 所述的装置,还包括配置成使用所述非本征信息来形成与所述发射
符号相对应的符号似然的符号似然处理器 (60),

其中,所述加权处理器 (74) 配置成根据所述符号似然来确定所述组合加权。

39. 如权利要求 34 所述的装置,其中,所述解调器 (52) 配置成使用组合加权的另一个
集合来形成所述调制位估计的第一集合,以及所述加权处理器 (74) 配置成根据一信道的
信道估计以及缺损协方差估计来确定与所述组合加权的一个集合不同的所述组合加权的
另一个集合,所述发射符号通过该信道来发射。

40. 如权利要求 23 所述的装置,其中,所述解码器 (56) 还配置成在执行所述任务 C 之
前执行所述任务 A 多于一次,并且所述解调器 (52) 还配置成在执行所述任务 C 之前执行所
述任务 B 多于一次,其中所述任务 A 对调制位估计的第二集合进行操作。

41. 如权利要求 23 所述的装置,其中,所述调制位估计对应于不同扩频码上并行发送
的发射符号。

42. 如权利要求 23 所述的装置,其中,所述调制位估计对应于高阶调制发射符号。

43. 如权利要求 23 所述的装置,用于无线电接收器 (22,26)。

44. 如权利要求 42 所述的装置,其中,所述无线电接收器在移动无线电 (22) 中。

45. 如权利要求 43 所述的装置,其中,所述无线电接收器在无线电基站 (26) 中。

46. 如权利要求 43 所述的装置,其中,所述无线电接收器包括一个天线或多个天线,以
及所述无线电接收器配置成在所述一个天线或者所述多个天线上接收所述基带信号。

47. 一种用于处理所接收的直接序列码分多址 DS-CDMA 基带信号以便恢复信息位的装
置,包括:

配置成接收包括合成噪声和发射符号的所述 DS-CDMA 基带信号的部件,其中各发射符号
包括一个或多个调制位;

配置成根据所述接收信号来形成调制位估计的第一集合的部件;以及

配置成使用所述调制位估计的第一集合来执行解码操作、以便产生与所述调制位相关
联的非本征信息的部件,其中,所述装置的特征在于还包括:

配置成对于所述接收信号的多个延迟、使用所接收的基带信号来执行解扩操作、以便
产生与发射符号相对应的多个解扩值的部件;

配置成使用所述解扩值和所述非本征信息来形成调制位估计的第二集合的部件 ;以及配置成使用所述调制位估计的第二集合来执行解码操作、以便产生信息位估计的部件。

使用解扩值的线性 Turbo 均衡

技术领域

[0001] 技术领域涉及通信,特别是涉及直接序列码分多址(DS-CDMA)通信系统。背景技术

[0002] 第三代蜂窝通信使用宽带 CDMA(WCDMA)。CDMA 是一种用于通过频谱的共享部分发射同时信号的方法。CDMA 使用扩频码在 CDMA 频带的全带宽上扩展信号,因为该扩频码与所使用的所有其它扩频码正交,所以它允许在接收器上区分(解码)各调制位流与所有其它信号和噪声。扩频信号的速率称作“码片率”,因为扩频信号中的各比特称作“码片”,例如,把来自调制位流的一比特扩展为 128 个码片,从而为接收器提供可对其求平均以确定一比特的值的大量数据。

[0003] Rake 接收器结构常用于在 CDMA 接收器中恢复与用户数据流其中之一对应的信息。在一个典型的 Rake 接收器中,将所接收合成信号与向接收器指定的特定扩频序列相关,以便产生多个时间偏移相关度,其中每一个对应于发射扩频信号的回波或图像。然后以加权方式来组合相关度,即,将相应相关度与相应加权因子相乘,然后求和以产生希望对应于原始发射符号的发射符号估计。

[0004] WCDMA 已经发展成支持通过无线电接口的更高数据速率。在从无线电接入网到移动终端的下行链路中,高速下行链路(基站到移动台)分组接入(HSDPA)可使用多码传输(即,将一个以上扩频码用于发送信息位流)和/或高阶调制来发送每帧更多调制解调器(调制)位,由此实现更高速率。实现更高比特率的一个主要障碍涉及无线电信道的扩散特性。如果信道是扩散的,则主要因多码信号之间的正交性的丢失而产生自干扰。这种形式的自干扰称作码间干扰(ICI)。另一种形式的自干扰是来自同一个代码上的连续符号的干扰。这种干扰称作符号间干扰(ISI)。高阶调制对自干扰特别敏感。情况与上行链路(移动台到基站)中相似。目前对于 WCDMA 进行标准化的“增强上行链路”将使用多码和低扩频因子来实现更高速率。在高速率时,扩散导致极大的自干扰。

[0005] 图 1 帮助说明自干扰问题。在这个简单示例中,在一个扩频码上依次发送三个符号 1、2 和 3,而在一个不同的扩频码上发送三个其它符号 4、5 和 6。因此,在各符号周期中并行发送两个符号。由于时间弥散,发射信号沿两个通路传播,使得第二通路具有比第一通路更长的延迟。因此,接收器接收与两个不同通路延迟对应的两个重叠的信号图像。假定恢复来自第一通路(用点标识)的符号 2(受关注符号)的图像。虽然这个符号 2 的图像与通路 1 上的符号 5 的图像重叠,但这两个图像之间不存在干扰,因为扩频码 1 和 2 是正交的,并且它们的相关度基本上为零。但是存在来自通路 2 的干扰。具体来说,存在来自同一个代码上的符号的 ISI(用斜线表示)以及来自符号 4 和 5 的 ICI(用水平线表示)。在对符号 2 通路 1 进行解扩时,符号 1 通路 2 的重叠部分进行干扰。通路 2 中的符号 4 和 5 的重叠部分没有与符号 2 通路 1 对齐,因此丢失预期正交性。

[0006] 对于这个自干扰问题存在不同的方法。一种方法是抑制自干扰的线性均衡。一种线性均衡方法是使用一般化 Rake(G-Rake)接收器来执行作为 Rake 组合过程的一部分的均衡解扩。通过求解下式、根据净信道估计(向量 h)和缺损协方差矩阵估计(R)来确定组合

加权 (向量 w) $Rw = h$ 。(1) 对于代码特定 G-Rake, 可根据所使用的扩频序列集合来确定缺损协方差和 / 或信道估计。另一个线性均衡方法是码片均衡, 其中, 在解扩之前对码片样本进行滤波以便抑制干扰。线性均衡的主要限制是有限量的干扰抑制。正交性的丢失是由于信道而引起的。线性均衡器设法取消信道以恢复正交性。但是, 这增强了噪声和其它形式的干扰。因此, 这种折衷阻碍了正交性的完全恢复。

[0007] 对于非线性均衡、如最大似然序列估计 (MLSE) 和最大后验概率 (MAP) 均衡, 联合检测自干扰符号。因此, 接收器不是取消信道, 而是说明信道对信号的作用。这避免了噪声增强问题。缺点是相对于线性均衡的更高的复杂度。接收器必须保存状态空间, 它的大小与多少符号相互干扰指数相关。

[0008] 在 CDMA 系统中, 已经提出干扰消除以便得到改进的解调。调制解调器符号被检测, 然后用于去除它们对接收信号的作用, 使得改进了其它符号的检测。但是, 调制解调器符号检测不一定始终是准确的。因此, 在进行符号检错时, 干扰消除实际上可能使情况恶化。这样一种方法也没有利用前向纠错 (FEC) 编码结构来获得可靠的调制解调器符号估计。

[0009] Turbo 均衡是迭代地执行均衡和 FEC 解码的一种方式, 其中各与另一个交换信息。它最初被开发用于窄带或非扩展系统, 后来应用于 CDMA 系统, 主要与非线性均衡结合。问题同样是复杂度。要降低 Turbo 均衡的复杂度, 可使用执行码片级均衡的线性均衡器。码片均衡的一个缺点在于它是复杂的; 更易于对解扩信号进行均衡。此外, 传统的 CDMA 接收器体系结构最初对接收信号解扩, 并在解扩之后执行线性均衡。发明内容

[0010] 用于 CDMA 接收器的线性 Turbo 均衡器均衡解扩接收信号 (而不是扩频接收信号) 以便抑制产生于发射符号之间的耦合的自干扰。这种方法非常适合于使用传统 Rake 接收器体系结构的现有 CDMA 无线电接收器, 并提供对码片均衡的备选方案。在一个示例实现中, 基于一般化 Rake (G-Rake) 接收器设计的线性均衡器将解码器反馈用于形成 Rake 组合加权以及用于形成从提供给解码器的均衡器信号中去除的自干扰估计。优选地还执行 Turbo 解码。各 Turbo 解码器组件解码器运行一遍, 并向均衡器反馈非本征信息, 以便防止解码器锁定到不正确的解码结果。这种技术的一个示例应用包括任何类型的无线电接收器、如移动无线电或无线电基站。

[0011] 更一般来说, 描述用于处理所接收直接序列码分多址 (DS-CDMA) 基带信号以恢复信息位的方法、装置和程序产品。DS-CDMA 基带信号包括合成噪声和发射符号, 并且各发射符号包括一个或多个调制位。根据接收信号来形成调制位估计的第一集合。使用调制位的第一集合来执行解码操作, 以便产生与调制位相关联的非本征信息。调制位估计对应于不同扩频码上并行发送的发射符号。对于接收信号的多个延迟, 使用所接收基带信号来执行解扩操作, 以便产生与发射符号对应的多个解扩值。使用解扩值和非本征信息来形成调制位估计的第二集合。使用调制位估计的第二集合来执行解码操作, 以便产生信息位估计。

[0012] 优选地由增强线性均衡器来执行调制位估计的第二集合。根据非本征信息, 增强线性均衡器确定与发射符号相关联的干扰估计。更具体来说, 使用非本征信息来形成干扰发射符号的平均符号值。增强线性均衡器使用平均符号值来形成与发射符号相关联的干扰估计。均衡器从它的提供给解码器的输出中去除干扰估计。

[0013] 如上所述, 增强线性接收器的非限制示例实施例利用一般化 Rake (G-Rake) 接收

器、使用组合加权的第二集合来形成调制位估计的第一集合。一般化 Rake 接收器根据从 Rake 相关器输出的解扩值来产生符号估计,以及符号估计用来产生调制位估计。增强线性均衡器包括形成组合加权的第一和第二集合的增强 Rake “耙齿 (finger)”加权处理器。可在加权组合之前或者加权组合之后,对来自 Rake 相关器的解扩值执行干扰去除。在任一种方法中,根据非本征信息来确定组合加权的第一集合。

[0014] 符号似然处理器使用非本征信息来形成与发射符号对应的符号似然。根据符号似然来确定组合加权。可将组合加权的第一集合用于形成调制位估计的第一集合。根据信道估计和缺损协方差估计来确定用于形成调制位估计的组合加权的第二不同集合。

[0015] 解码器优选地是 Turbo 解码器。采用使用调制位估计的第一和第二组件解码操作来执行一遍 Turbo 解码,以便产生非本征信息。在一遍 Turbo 解码之后,优选地将非本征信息提供给线性均衡器,以便形成调制位估计的第二集合。或者,在向线性均衡器提供非本征信息之前,可执行多遍 Turbo 解码,但具有锁定到不正确解码的符号以及误导均衡器的风险。

[0016] Turbo 解码器可使用串行方法,其中,它使用调制位估计来执行第一组件解码操作,以便产生调制位似然信息的第一集合,并使用调制位估计和调制位似然的第一集合来执行第二组件解码操作,以便产生调制位似然信息的第二集合(即,在第二集合信息取决于第一集合信息的意义上是串行的)。根据调制位似然信息的第一和第二集合,Turbo 解码器形成非本征信息。或者,Turbo 解码器可使用并行方法。它使用调制位估计来执行第一组件解码操作,以便产生调制位似然信息的第一部分集合,并使用调制位估计来执行第二组件解码操作,以便产生调制位似然信息的第二部分集合。Turbo 解码器组合(即并行地)调制位似然信息的第一和第二部分集合,以便产生非本征信息。附图说明

[0017] 图 1 是示出 ISI 和 ICI 自干扰的示例的简图;

[0018] 图 2 是表示通信系统中的链路的简图;

[0019] 图 3 是示例蜂窝通信系统的简图;

[0020] 图 4 是 Turbo 均衡器的一个示例实施例的功能框图;

[0021] 图 5 是图 4 的 Turbo 均衡器中示出的符号似然计算机的功能框图;

[0022] 图 6 是图 4 的 Turbo 均衡器中示出的增强线性均衡器的功能框图;

[0023] 图 7 是图 4 的 Turbo 均衡器中示出的软干扰减法单元的功能框图;

[0024] 图 8 是图 4 的 Turbo 均衡器中示出的整体信道估计器的功能框图;

[0025] 图 9 是图 4 的 Turbo 均衡器中示出的位解调器的功能框图;

[0026] 图 10 是使用串行方法、可用作图 4 的 Turbo 均衡器中的解码器的示例 Turbo 解码器的功能框图;

[0027] 图 11 是使用并行方法、可用作图 4 的 Turbo 均衡器中的解码器的示例 Turbo 解码器的功能框图;以及

[0028] 图 12 是概述可由图 4 的 Turbo 均衡器执行的非限制性示例操作的流程图。具体实施方式

[0029] 为了便于说明而不是进行限制,以下描述中阐述了诸如特定节点、功能实体、技术、协议、标准等具体细节,以便提供对所述技术的了解。但是,本领域的技术人员清楚地知道,即使没有以下公开的具体细节,也可实施其它实施例。在其它情况下,省略对众所周知

的方法、装置、技术等详细描述,以免不必要的细节妨碍对本说明的理解。在附图中示出各个功能块。本领域的技术人员会理解,可使用各个硬件电路、结合适当编程的微处理器或通用计算机使用软件程序和数据、使用专用集成电路(ASIC)、现场可编程门阵列、一个或多个数字信号处理器(DSP)等来实现那些块的功能。

[0030] 在下文中,交替使用术语“调制位估计”和“调制解调器位估计”。形容词“调制”和“调制解调器”不是要表示限制,而只是用来分区被处理/解调的位和最终由解码器输出的实际信息位。术语“似然信息或值”包括任何类型的似然或概率参数,包括例如概率、概率比、对数概率、对数似然比、软值等。

[0031] 发射器与接收器之间的通信链路的框图如图2所示。一个非限制性示例应用是无线电通信系统。一个示例蜂窝通信系统20如图3所示。一个或多个移动无线电(终端)22与关联基站26和无线电接入网RAN28(基站是RAN的一部分)提供服务的小区24进行通信。RAN28耦合到一个或多个核心网络节点34,它们又连接到一个或多个相应核心网络36(例如PSTN、因特网等)。虽然仅示出三个小区24,但是,典型蜂窝网络可包括数百个小区,并且可服务于数千个移动无线电。虽然示出陆地RAN,但是也可使用基于卫星的RAN。

[0032] 小区24一般充当通信系统20中的节点,从其中,通过服务于小区24的基站26,在移动无线电22与RAN28之间建立链路。各基站26处理小区24与移动终端22之间的无线电通信。基站和移动台都包括无线电收发信号和数据处理电路,以便通过无线电空中接口发射和接收蜂窝无线电通信(语音和/或数据)。从基站到移动台的传输称作下行链路传输,而从移动台到基站的传输称作上行链路传输。

[0033] 第三代蜂窝系统通常使用CDMA或WCDMA,因为CDMA系统通过使用“扩频”技术来实现增加的信道容量,其中,通过根据唯一扩频码调制数据调制载波信号来定义通信信道,其中的唯一扩频码即是在通信系统系统工作的频谱的较大部分上扩展原始数据调制载波的代码。常规扩展频谱CDMA通信系统通常使用所谓的“直接序列”扩展频谱调制。在直接序列调制中,数据调制载波在由功率放大器进行放大并通过通信介质、如无线电空中接口发射之前,通过扩频码或序列直接调制。扩频码包括以远高于被发射数据的比特率的码片率出现的“码片”序列。

[0034] 图2所示的发射器11执行各种信号处理步骤,包括纠错编码、交织和调制功能。信息位流使用FEC编码器14(卷积、Turbo码、低密度奇偶校验(LDPC)码等)来编码,然后在交织器15中交织,以便产生待调制的编码位(调制位)流,表示为 $\{b_p; p=0, \dots, N_e-1\}$ 。然后使用这些编码位来形成调制符号流 $\{s_i; i=0, \dots, N_s-1\}$ 。假定任意的M调制,其中具有符号集合 $\{S_m; m=0, \dots, M-1\}$ 。可使用BPSK和QPSK调制以及高阶调制、如16-QAM。假定编码位是充分随机的,使得所有符号值同样可能具有概率 $1/M$ 。块16中的调制包括扩频并混合到无线电载波频率。但是,在以下等式中,需要基带等效信号。

[0035] 对于多码传输(使用多个代码来发射用户的数据),将调制符号流分为K个并行流以便并行传输。第 k' 个流的第 i' 个符号表示为 $s_{k'}(i')$ ($i'=0, \dots, N_{s'}-1$)。 (2) 式中 $i(k', i') = k' + i'K$ (3) 基带发射信号可

表示为
$$x(t) = \sqrt{E_{k'(i)}} \sum_{k'=0}^{K-1} \sum_{i'=0}^{\infty} s_{k'}(i') a_{k', i'}(t - i'T) \quad (4)$$
 式中, K 是流的数量,

$E_{k'(i)}$ 是每个符号的能量, $s_{k'}(i')$ 是流 k' 中第 i' 个符号, $a_{k', i'}(t)$ 是流 k' 中第 i' 个符

号的扩频波形,以及 T 是符号周期。扩频波形由与码片脉冲形状卷积的 N 码片扩频序列组成,假定它为根-尼奎斯特。假定扩频序列在时间对齐时是正交的。

[0036] 在 (4) 中,根据对于流以及符号周期求和的二次求和法来表示发射信号。在以下部分,使用指数 i 将此表示为单次求和将是便利的,得

$$x(t) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} (\sqrt{E_{k(i)}}) s_i a_i(t - i'(i)T) \quad (5) \text{ 式中 } k' (i) = i \bmod K$$

$$(6) i'(i) = \lfloor i/K \rfloor \quad (7)$$

[0037] 发射信号通过扩散信道 12,它由 L 抽头 FIR 滤波器采用相对延迟 $\{\tau_\lambda; \lambda = 0, \dots, L-1\}$ 和介质系数 $\{g_\ell; \ell = 0, \dots, L-1\}$ 来建模。在有噪声 $n(t)$ 的情况下,在接收器 13 上接收信道滤波信号,给出以下形式的接收信号

$$r(t) = \sum_{\ell=0}^{L-1} g_\ell x(t - \tau_\ell) + n(t) \quad (8) \text{ 对于例如图 3 等的蜂窝系统,在下行}$$

链路中,除了热噪声之外, $n(t)$ 还对其它小区干扰建模。在上行链路中,除了热噪声之外,它还对其它用户干扰建模。

[0038] 接收器 13 接收合成信号,以及前端处理器 17 把在一个或多个接收天线上接收的无线电信号混频到包括合成噪声和发射符号的基带数字样本。将基带样本提供给 Turbo 均衡器 18。Turbo 均衡器 18 的一部分包括相关器或耙齿,它们采用用户的扩频码对符号解扩,以便产生解扩值。通过以延迟 $\{d_j; j = 0, \dots, J-1\}$ 将接收信号与扩频波形的共轭相关,使用 J 个 Rake 耙齿对符号解扩。符号 s_k 的解扩值的向量可表示为 y_k

$$= h_{k,k} s_k + u_k \quad (9) \quad u_k = \sum_{i \neq k} h_{i,k} s_i + n_k \quad (10)$$

式中, $h_{i,k}$ 是通过解扩符号 k 所看到的符号 i 的整体信道响应。它取决于码片脉冲形状、信道响应以及符号 i 和 k 的扩频码之间的非周期互相关。设置 $k = 0$ (s_0 是所关注符号),则 $h_{i,0}$ 的第 j 行可表示为

$$h_{i,0}(j) = \sum_{\ell=0}^{L-1} \hat{g}_\ell R_{k(i),\ell}(j)(d_j - i'(i)T - \tau_\ell) \quad (11)$$

$$\text{式中, } \hat{g}_\ell = \sqrt{E_{k(i)}} g_\ell \quad R_{k,i}(t) = \frac{1}{N} \sum_{m=1-N}^{N-1} C_{k,i}(m) R_p(t + mT_c) \quad (12)$$

$$C_{k,i}(m) = \begin{cases} \sum_{n=0}^{N-1-m} c_{k,i}(n) c_{0,0}^*(n+m), & 0 \leq m \leq N-1 \\ \sum_{n=0}^{N-1-m} c_{k,i}(n-m) c_{0,0}^*(n), & 1-N \leq m < 0 \end{cases} \quad (13)$$

$$R_p(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} p(t+\tau) p^*(\tau) d\tau \quad (14) \text{ 以及 } p(t) \text{ 是码片脉冲形状。}$$

项 $c_{k,i}(n)$ 是在符号周期 i 的用户 k 的扩频序列。接收器知道脉冲形状及其自相关 $R_p(\tau)$ 。将脉冲形状归一化,使得 $R_p(0) = 1$ 。

[0039] 在 (9) 中,右边第一项 $h_{k,k} s_k$ 可看作是“信号”项,而第二项 u_k 是缺损(干扰+噪声)。

噪声向量 n_k 是解扩合成噪声的结果。在 (11) 中, $\tilde{g}_\lambda$ 可看作是信道系数,作为介质系数和与符号相关联的能量的平方根之积。可使用常规信道估计来估计信道系数。回到蜂窝示例,如果使用公共导频信道来估计信道,则可通过本质上根据功率比的平方根进行缩放的适当标量来获得与数据相关联的信道系数。在上行链路中,通常使用控制信道上的已知信号来估计信道。在这种情况下,数据信道的相对标量为已知,并且可用于缩放来自控制信道的信道估计,以便获得数据信道的信道估计。在 (12) 中, $R_{k,i}(t)$ 可看作是符号 k 的扩

频波形与符号 i 的扩频波形的互相关。

[0040] 在图 4 中给出 Turbo 均衡器 18 的一个框图示例。将基带接收样本提供给增强线性均衡器 50, 它产生符号估计 z_k 和可能的 q_k 估计 (与高阶调制配合使用), 取决于所使用的调制。将符号估计提供给位解调器 52。位解调器 52 还接收来自符号似然处理器 60 的符号似然以及在由交织器 58 重排序之后来自解码器 56 的非本征信息。位解调器 52 使用它们来产生调制位估计, 将调制位估计提供给去交织器 54。去交织器 54 对调制位估计进行去交织, 本质上取消在发射器上进行的交织。将去交织信息提供给解码器 56。解码器 56 产生用于最终输出和进一步高级处理的解码信息位以及与调制位有关的信息。通过输入调制位估计来调整这个信息, 以便形成与调制位相关联的非本征信息。由交织器 58 交织来自解码器 56 的非本征信息, 以便产生交织非本征信息, 将它提供给符号似然处理器 60 以及位解调器 52。符号似然处理器 60 使用非本征信息来产生符号似然信息。

[0041] 符号似然处理器 60 使用来自解码器 56 的调制位非本征信息来提供调制符号似然信息, 该信息由均衡器作为先验或辅助信息来处理。考虑特定符号 s_k , 它表示位 $\{b_0, b_1, \dots, b_q\}$ 的集合, 其中 $q = \log_2(M) - 1$ 。使用来自解码器 56 的所有反馈信息, 符号似然表示为 $\Pr(s_k = S_m) = \Pr(b_0 = B_0, \dots, b_q = B_q)$ (15) 式中, 调制位值 B_0 至 B_q 对应于发送调制符号 S_m 。注意到 (15) 要求与组成符号的位的子集相关联的联合似然。通过符号交织, 这种信息可以是可用的。对于位交织, 合理地, 假定位不相关, 使得可将 (15) 近似为 $\Pr(s_k = S_m) \approx \Pr(b_0 = B_0) \times \dots \times \Pr(b_q = B_q)$ (16)

[0042] 解码器 56 反馈与调制位有关的非本征信息, 它们可作为各比特的先验对数似然比来处理, 即 $V_d(b_j) = \log \frac{\Pr(b_j = 0)}{\Pr(b_j = 1)}$ (17)

式中, 下标“d”表示解码器 56 的输出。可使用下式将它们转换为比特似然 $\Pr(b_j = 0) = \frac{e^{V(b_j)}}{1 + e^{V(b_j)}} = \frac{1}{1 + e^{-V(b_j)}} = 1 - \Pr(b_j = 1)$ (18)

$$\Pr(b_j = 1) = \frac{e^{-V(b_j)}}{1 + e^{-V(b_j)}} = \frac{1}{1 + e^{V(b_j)}} = 1 - \Pr(b_j = 0) \quad (19)$$

[0043] 在图 5 中给出符号似然处理器 60 的框图。由比特概率计算机 62 使用来自 FEC 解码器 56 的非本征信息来计算比特概率, 如等式 (18) 和 (19) 中所述。将这些比特概率提供给符号似然计算器 64, 它计算符号似然信息, 如等式 (16) 所述。

[0044] 根据 (10), 缺损的平均、相关度和协方差可表示为

$$\bar{n}_k = \sum_{i \neq k} \bar{h}_{i,k} \bar{s}_i \quad (20) \quad R_k = \sum_{i \neq k} \sum_{m \neq k} \overline{s_i s_m^*} \bar{h}_{i,k} \bar{h}_{m,k}^H + C_n \quad (21)$$

$C_k = R_k - \bar{n}_k \bar{n}_k^H$ (22) 式中, C_n 表示 (10) 中的合成噪声过程 n_k 的协方差。这个矩阵中与耙齿延迟 d_1 和 d_2 对应的元素表示为

$$C_n(d_1, d_2) = \frac{N_0}{N} \sum_{m=1-N}^{N-1} C_{i,k}(m) R_n(d_1 - d_2 + mT_c) \quad (23) \text{ 式中, } C_{i,k}(m) \text{ 在 (13) 中定义。项}$$

$$\bar{s}_i \text{ 表示平均符号值, 它可表示为 } \bar{s}_i = \sum_{m=0}^{M-1} \Pr(s_i = S_m) S_m \quad (24) \text{ 式中,}$$

$\Pr(s_i = S_m)$ 由符号似然计算机提供。项 $\overline{s_i s_m^*}$ 是一个符号与另一个的共轭之积的平均值, 并且取决于这些符号的联合概率。如果联合概率信息可用, 则可将它用来确定 $\overline{s_i s_m^*}$ 。

[0045] 联合概率通常不可用。但是,由于交织,合理地,假定符号是无关的,使得 $\overline{s_i s_m^*} = \begin{cases} \overline{s_i s_m^*} & m \neq i \\ |s_i|^2 & m = i \end{cases}$ (25) 式中

$$|\overline{s_i}|^2 = \sum_{m=0}^{M-1} \Pr(s_i = s_m) |s_m|^2 \quad (26) \text{ 对于这个假设, (21) 变为}$$

$$R_k = \sum_{i \neq k} |\overline{s_i}|^2 h_{i,k} h_{i,k}^H + \sum_{i \neq k} \sum_{m \neq k, m \neq i} \overline{s_i s_m^*} h_{i,k} h_{m,k}^H + C_k \quad (27) \text{ 将 (20) 和 (27) 代入}$$

$$(22), \text{ 得 } C_k = \sum_{i \neq k} (\overline{s_i^2} - \overline{s_i}^2) h_{i,k} h_{i,k}^H + C_n \quad (28)$$

[0046] 对于传统的解调,假定所有符号值同样可能。对于对称信号星座,这产生 $\overline{s_i} = 0$ 。但是,对于 Turbo 均衡,解码器可提供与符号似然有关的辅助信息,可将它作为先验信息来处理。在这种情况下, $\overline{s_i}$ 可以是非零的。对于增强线性均衡,对特定符号 s_k 形成符号对数似然,把来自解码单元的信息当作与干扰符号有关的先验信息来处理 $\{s_i; i \neq k\}$ 。没有包含与 s_k 有关的解码器信息,以便避免在将线性均衡器 50 的输出馈送到解码器 56 时对这种信息进行“双重计数”。

[0047] 具体来说,增强线性均衡器 50 形成符号估计 z_k 和 q_k 估计,表示为

$$z_k = w_k^H \tilde{y}_k \quad (29) \quad q_k = w_k^H h_{k,k} \quad (30)$$

$$\text{式} \quad \text{中} \quad \tilde{y}_k = y_k - \bar{u}_k \quad (31)$$

$w_k = C_k^{-1} h_{k,k}$ (32) 在 (31) 中,从业务解扩值中减去干扰估计 $\bar{u}_k$, 以便形成修改业务解扩值。然后在 (29) 中组合这些修改业务解扩值,以便形成符号估计。

[0048] (29) 中的组合加权 w_k 的向量取决于缺损协方差矩阵和信道响应。缺损协方差和信道响应取决于所使用的扩频码。另外,缺损协方差矩阵取决于符号平均和均方值 (参见 (28)), 它取决于与干扰符号有关的解码器 56 的反馈 (参见 (24) 和 (26))。

[0049] (31) 中 $\bar{u}_k$ 的减去可解释为一种形式的“软干扰消除”。使用来自解码器 56 的单元的非本征信息反馈来确定平均符号值,然后从均衡器对解码器 56 的输出中减去平均符号值。

[0050] 在图 6 中示出包括一般化 Rake 接收器的增强线性均衡器的一个示例实现的框图。将基带样本提供给耙齿布置单元 72, 它根据信号延迟以及可用于干扰抑制的延迟来确定在延迟中放置 Rake 耙齿的位置。这些延迟确定在相关单元 70 中如何对数据解扩。增强加权处理器 74 使用接收样本以及来自整体信道估计器 75 的整体信道估计 ($h's$) 来计算耙齿布置单元 72 所确定延迟的组合加权 (w)。相关单元 70 对耙齿布置单元所提供的延迟的基带样本进行解扩。最后,在加权组合器 80 中使用增强加权处理器 74 所提供的组合加权来组合解扩值,以便产生符号估计。

[0051] 增强加权处理器 74 根据 (32) 来计算各符号周期的组合加权以及 Turbo 均衡器的各迭代或各遍。还由加权处理器 74 根据 (26) 和 (25)、使用符号似然信息来确定平均符号积。然后将它们用于根据 (28) 来确定缺损协方差。加权处理器 74 还在需要时根据 (30) 来计算估计。

[0052] 将解扩值提供给软干扰减法单元 76。减法单元 76 根据 (24) 来确定平均符号值。这些平均符号值通过整体信道估计器 75 所提供的整体信道估计 (h 's) 来缩放 (参见 (20)), 并根据 (31) 从解扩值中减去, 以便形成修改解扩值。根据值的形式, 可执行不同于减法的不同类型的操作以便去除平均符号值。要点是单元 76 从解扩值中去除软干扰。在加权组合器 80 中使用组合加权来组合修改解扩值, 以便产生符号估计。

[0053] 可在图 6 所示的组合之前执行软干扰减法 / 去除。因为这些操作是线性的, 所以可在组合之后执行减法。要这样做, 将首先使用来自加权处理器 74 的组合加权来组合软干扰估计, 以便形成组合干扰估计。将在加权组合器 80 中直接组合来自相关单元 70 的解扩值, 以便产生初始符号估计。将通过从初始符号估计中减去组合干扰估计, 来生成最终符号估计。

[0054] 现在结合图 7 的功能框图来描述软干扰减法单元 76 的其它细节。组合器单元 77 从相关单元 70 接收解扩值 y_k 。组合器 77 根据 (31) 减去干扰估计 $\bar{u}_k$, 以便产生修改解扩值 $\tilde{y}_k$ 。要计算干扰估计, 平均符号计算机 79 根据等式 (24)、使用符号似然信息来计算平均符号值 $\bar{s}_i$ 。将平均符号值提供给合成干扰估计器 78, 它还接收整体信道估计 $h_{i,k}$, 并根据等式 (20) 生成干扰估计 $\bar{u}_k$ 。

[0055] 增强加权处理器 74 和减法单元 76 都依靠表示为 $h_{i,k}$ 的整体信道估计。整体信道估计器 75 的框图如图 8 所示。在导频相关单元 82 中对基带样本解扩。由信道估计器 84 使用这些导频解扩值来形成信道估计、本质上为 $\tilde{g}$ 值。在组合器 86 中, 将这些 g 值与扩频波形相关值组合, 以便产生如等式 (11) 所述的整体信道估计 (h 's)。扩频波形相关单元 88 以各个滞后 t 来确定扩频波形相关度 $R_{i,k}(t)$ 。如果扩频波形与其自身相关, 则它们对应于自相关值。否则, 它们是互相关值。相同信道估计可被存储并再用于计算多个相关值。如果可能的扩频码的数量足够小, 则相关值可预先计算并存储在表中。

[0056] 要降低复杂度, 可进行某些近似计算, 它们不会明显地影响性能。一种近似计算是简化组合加权形成。根据 (32), 需要代码互相关以便形成 C_k , 并且需要代码自相关以便形成 $h_{k,k}$ 。一种近似计算是在大多数系统中使用的随机加扰的基础上对这些量的一个或两个求平均。

[0057] 首先考虑在随机加扰上求平均 $h_{k,k}$ 。在计算 $h_{k,k}$ (仍然按照先前对减法单元所述的来计算 $h_{i,k}$) 时, 这简化了整体信道估计器的操作。根据 (11), 假定 $k = 0$, 则 $h_{0,0}$ 的第 j 行

变为 $h_{0,0}(j) \approx \bar{h}_{0,0}(j) = \sum_{t=0}^{L-1} \tilde{g}_t R_p(d_j - \tau_t)$ {33} 因此, 对于图 8, 扩频波形相

关单元 88 将计算扩频波形的平均自相关值, 它们只是可预先计算并存储的脉冲形状自相关值。

[0058] 接下来考虑在随机加扰上求平均 C_k 。在 (28) 中, 项 $h_{i,k} h_{i,k}^H$ 的第 j_1 行和

第 j_2 列由下式替代 $E\{h_{i,0}(j_1)h_{i,0}^H(j_2)\} = \begin{cases} \sum_{t=0}^{L-1} \sum_{q=0}^{L-1} \tilde{g}_t \tilde{g}_q^* X_1(t, q), & j_1 \neq j_2 \\ \sum_{t=0}^{L-1} \sum_{q=0}^{L-1} \tilde{g}_t \tilde{g}_q^* X_2(t, q), & j_1 = j_2 \end{cases}$ {34}

式中 $X_1(t, q) = \sum_{m=1-N}^{N-1} \left(\frac{N-m}{N^2} \right) R_p(t_1 - mT_c) R_p^*(t_2 - mT_c)$ {35}

$$N_2(\ell, q) = \sum_{m=1-N, m \neq 0}^{N-1} \left(\frac{N-m}{N^2} \right) R_p(t_1 + mT_c) R_p^*(t_2 + mT_c) \quad (36)$$

$$t_1 = d_{j_1} - i'(i)T - \tau_i \quad (37)$$

$$t_2 = d_{j_2} - i'(i)T - \tau_q \quad (38) \text{ 可将符号分为组 (相同的符号周期或 } i' \text{ (} i \text{) 值, 不同的多码), 它们将具有相同的平均外积项。}$$

[0059] 在使用 (33) 时, 由于扩频波形的不完全自相关, 有效地忽略符号对自身的干扰。这个项可作为附加有色噪声来处理。在 (11) 中将 i 设置为 1, 得 $h_{0,0}(j) = \sum_{\ell=0}^{L-1} \tilde{g}_\ell R_{0,0}(d_j - \tau_\ell)$ (39) 将 (12) 代

$$\text{入 (39) 并使用 (33), 得 } h_{0,0}(j) = \frac{1}{N} \sum_{\ell=0}^{L-1} \tilde{g}_\ell \sum_{m=1-N}^{N-1} C_{k,i}(m) R_p(d_j - \tau_\ell + mT_c) \\ = \tilde{h}_{0,0}(j) - \tilde{h}_{0,0}(j) \quad (40) \quad \text{式 中}$$

$$\tilde{h}_{0,0}(j) = \frac{1}{N} \sum_{\ell=0}^{L-1} \tilde{g}_\ell \sum_{m=1-N, m \neq 0}^{N-1} C_{k,i}(m) R_p(d_j - \tau_\ell + mT_c) \quad (41) \text{ 将 (40) 代入 (9) 产生附加}$$

缺损项 $\tilde{h}_{0,0}(j)s_0$, 它作为附加的有色噪声来处理 (加入 C_n 中)。因这个项而引起的协方差的

$$\text{表达式表示为: } R_{s_i}(d_1, d_2) = E\{s_0(0)^2 h_2(d_1) h_2^*(d_2)\} = \frac{1}{N^2} \sum_{\ell=0}^{L-1} \sum_{q=0}^{L-1} \tilde{g}_\ell \tilde{g}_q^* \sum_{m=1-N, m \neq 0}^{N-1} (N-m) \times \\ R_p(d_1 + mT_c - (T - \tau_\ell) R_p^*(d_2 + mT_c - iT - \tau_q) \quad (42)$$

[0060] 另一种近似计算是使用标准 G-Rake 表达式, 将 C_k 简单地表示为干扰项和噪声项之和。可将一个附加的迭代相关的标量项引入干扰项之前, 对于第一遍将它设置为 1, 然后随着来自解码器 56 的反馈变得更可信而逐渐减少。得 $C_k = C = q(o)C_1 + C_n$ (43) 式中, $q(o)$ 是迭代 o 的标量项。随着干扰消除项的估计的更可信, 剩余不确定性减小。 C_1 和 C_n 可包括自适应学习比例因子 α 和 β 。

[0061] 可将标量项设置成假定同样可能符号的调制符号的均方值与基于从解码器所确定的符号似然的调制符号的平均值的平方之间的差。当解码器 100% 确信符号值时, 这个差则变为零, 假定所有可能的调制符号值在发射块中同等频度出现。通过采用对 i 求平均的平均值代替 $(\overline{s_i^2} - \tilde{s}_i^2)$, 可得出类似的方法。假定 N_s 个符号, 则标量项变为

$$q(o) = \frac{1}{N_s} \sum_{i=0}^{N_s-1} (\overline{s_i^2} - \tilde{s}_i^2) \quad (44) \text{ 式中, 用于生成 } \frac{1}{s_i^2} \text{ 和 } \tilde{s}_i \text{ 的概率取自迭}$$

代 0-1。

[0062] 标量项对于第一遍可简化为一, 而对于第二遍可并行化为零。或者, 可使用作为迭代的函数的项的固定表 (例如 1、0.8、0.5)。对于所有遍使标量项保持为一, 也是可接受的。在任何情况下, 来自解码器 50 的反馈则用于软干扰减少。如果仅考虑一个或两个加权因子, 则也可将它们单独应用于数据和干扰消除项。后者必须每次迭代被执行, 而前者可被存储和再使用。

[0063] 也可使用其它近似计算。例如, 可使用 M 算法方法以便避免计算所有条件似然。在第一遍, 不存在解码器反馈。在这种情况下, 假定同样可能的符号值是适当的。另外, 如果调制方案在复平面是对称的, 则 $\tilde{s}_i = 0$ 。这

将缺损的平均值和协方差简化为 $\hat{u}_k \approx 0$ (45)

$$C_{\hat{u}} = \sum_{i \neq k} h_{i,k} h_{i,k}^H + C_u \quad (46)$$

在这种情况下,均衡器变成代码特定 G-Rake。可使用第一遍解调的其它形式,例如常规 G-Rake 接收或码片均衡。位解调器 52 从增强线性均衡器 50 取符号和 q_k 估计,从符号似然处理器 60 取符号似然信息,以及从解码器 56 取非本征信息,并产生软调制位估计。对数 MAP 方法是一种优选示例方法。

[0064] 对于特定的位 b_i ,在 s_k 表示的位集合中,可将可能的符号值分为两个集合,设置 $Q_0(i)$ 对应为 0(+1) 的第 i 位,而 $Q_1(i)$ 对应为 1(-1) 的第 i 位。那个位的似然比则表示为

$$LR(b_i) = \frac{\sum_{m \in Q_0(i)} \exp[U_{m,k}] \Pr(s_k = S_m)}{\sum_{m \in Q_1(i)} \exp[U_{m,k}] \Pr(s_k = S_m)} \quad (47)$$

式中 $U_{m,k} = 2\text{Re}\{S_m^* z_k\} - |S_m|^2 q_k$

(48) 是符号量度。

[0065] 根据与包括 s_k 的位有关的反馈来计算 (47) 中的项 $\Pr(s_k = S_m)$,如前面所述。将所有反馈信息用于计算这个项。在解调器 52 中进行调整,使得在第二和后续遍中避免双重计数。以对数形式给出位估计也是更方便的。取包括调整的、(47) 的对数并添加指数 σ 添加以阐明迭代数的步骤给出

$$V_e(b_i, \sigma) = \log \left(\sum_{m \in Q_0(i)} \exp[U_{m,k}] \Pr(s_k = S_m) \right) - \log \left(\sum_{m \in Q_1(i)} \exp[U_{m,k}] \Pr(s_k = S_m) \right)$$

$- V_e(b_i, \sigma - 1)$ (49) 式中,下标“e”表示基于均衡器输出的信息。

[0066] 需要时,可使用对偶最大近似将 (49) 近似计算为

$$V_e(b_i, \sigma) \approx \max_{m \in Q_0(i)} \{U_{m,k} - \log[\Pr(s_k = S_m)]\} - \max_{m \in Q_1(i)} \{U_{m,k} - \log[\Pr(s_k = S_m)]\}$$

$- V_e(b_i, \sigma - 1)$ (50) 也可使用其它标准方法。

[0067] 位解调器 52 的框图如图 9 所示。从增强线性均衡器 50 提供符号估计和 q_k 估计。符号量度计算机 90 使用这些输入来形成符号量度,如等式 (48) 所述。将这些符号量度提供给比特对数似然比 (LLR) 计算机 92。还将来自解码器 56 的非本征信息提供给比特 LLR 计算机 92。比特 LLR 计算机 92 使用这些输入来产生调制位估计,如 (49) 或 (50) 中所述。

[0068] 对于 QPSK 调制,(48) 中的第二项变成假设无关的。省略这个项得 $U_{m,k} = 2\text{Re}\{S_m^* z_k\}$ (51) 同相 (I) 比特的 LLR 可表示为 $LLR(b_1) = 4\text{Re}\{z_k\}$ (52)

类似地,通过在 (52) 中取虚部而不是实部,可恢复正交 (Q) 比特。因数“4”是固定标量,它对于对公共比例因子不敏感的解码器,在 (52) 中可省略,情况通常是这样。在这种情况下,位解调器可以更为简单。不需要来自符号似然处理器 60 的输入以及来自解码器 56 的输入。也不需要符号量度计算机 90。比特 LLR 计算机 92 可以只使用来自增强线性均衡器 50 的符号估计、根据 (52) 及其对于 Q 位的对等部分来计算位估计。

[0069] 针对 BPSK 的一种方式是将它作为 QPSK 处理并且只恢复同相比特。这假定缺损是循环的。当对 ISI 产生显著影响的符号的数量很小时,这可能不是一个良好的近似计算。在那种情况下,可将缺损当作是非循环的,并且将同相和正交接收分量当作独立的实输入信号。对于高阶调制,往往存在可用来简化符号似然计算及其它操作的对称性。例如参见于 2003 年 12 月 24 日提交的标量为“灰度映射 QAM 的快速软值计算方法”的共同转让的美国

专利申请序号 10/746434, 通过引用将其结合于此。

[0070] 对于传统的 MAP 或 MLSE 解码, 使用解调器所提供的软位来确定信息位似然或信息序列似然。对于 Turbo 均衡, 解码器 56 还必须生成与调制位相关联的似然比。发生调整, 使得从解码器所生成的调制位对数似然比中减去输入软值, 以便仅捕捉从解码过程学习的的信息。然后将所得非本征信息反馈到解调过程。这样一种解码器可设计用于各种代码, 包括 Turbo 码、LDPC 码和卷积码。存在计算调制位对数似然比的附加复杂度。当解码器 56 是 Turbo 解码器或 LDPC 解码器时, 在向均衡器反馈信息之前执行多少次迭代 (“遍数”) 可能是重要的。优选方法是仅通过各构成解码器一遍, 但是可使用多遍。这防止解码器在 Turbo 均衡过程中过早地锁定到不正确的解。

[0071] 现在提供解码器 56 是 Turbo 解码器的示例实施例。图 10 所示的 Turbo 解码器 56' 的第一示例实施例使用对组件代码解码的串行方法。把来自去交织器 (DI) 54 的去交织调制位估计提供给去复用和解速率匹配单元 94。单元 94 将位估计分为与发射器 11 中的 Turbo 编码器的系统 (信息位)、奇偶校验 1 (P1) 和奇偶校验 2 (P2) 流对应的三个流。还执行解速率匹配, 它涉及解删截 (depuncturing) 和 / 或解重复 (组合重复)。

[0072] 将系统位和奇偶校验 1 位提供给第一软解码器 1 (96), 它对 Turbo 码的组件 1 执行解码。软解码器 1 使用标准方法来产生与调制位估计有关的似然信息。在调整单元 1 (98) 中调整与 P1 位相关联的奇偶校验 1 似然值, 以便产生奇偶校验 1 位的非本征信息。例如, 在使用对数似然比来表达数量时, 调整单元 98 则从解码器 96 的对应奇偶校验 1 输出中减去对解码器 56' 的奇偶校验 1 输入, 以便产生非本征值。

[0073] 把与系统位对应的似然信息提供给交织单元 (I 单元) 100, 它根据传输交织方案来交织位, 以便产生交织软系统位值。将这些值连同奇偶校验 2 值一起提供给软解码器 2 (104)。软解码器 2 对 Turbo 码的组件 2 执行解码, 并产生与调制位有关的软信息。在调整单元 2 (106) 和调整单元 3 中调整这些值, 以便分别产生系统和奇偶校验 2 位的非本征信息。通过已经由 I 单元 102 交织的系统位来调整输出系统位。

[0074] 在 DI 单元 110 中对系统位的非本征信息去交织。将系统位的这些去交织非本征值、奇偶校验 1 位的非本征值以及奇偶校验 2 位的非本征值提供给复用器和速率匹配单元 112。单元 112 复用这三个流, 并根据需要执行速率匹配 (删截和重复)。虽然未示出, 但在最后一个解码器操作之后, 解码器 56' 产生与信息位对应的标准输出。则无需产生非本征调制位信息。

[0075] 在图 11 中示出 Turbo 解码器 56" 的第二示例实施例, 它使用对组件代码解码的并行方法。把来自去交织器 (DI) 54 的去交织调制位估计提供给去复用和解速率匹配单元 94。将系统位和奇偶校验 1 位提供给软解码器 1, 它对 Turbo 码的组件 1 执行解码, 并使用标准方法来产生与调制位有关的软信息。在调整单元 (98) 1 和新调整单元 4 (116) 中调整这些软值, 以便产生奇偶校验 1 的非本征信息以及系统位的部分非本征信息。软解码器 2 对 Turbo 码的组件 2 执行解码, 并产生与调制位有关的软信息。在调整单元 2 和 3 中调整这些值, 以便产生奇偶校验 2 的非本征信息以及系统位的部分非本征信息。系统位的部分非本征信息在 DI 单元 110 中经过去交织, 并在组合器 114 中添加来自调整单元 4 的系统位的部分非本征信息, 以便产生系统位的非本征信息。把来自组合器 114 的系统位的非本征信息、来自调整 1 的奇偶校验 1 位的非本征信息以及来自调整 3 的奇偶校验 2 的非本征

信息提供给复用器和速率匹配单元 112。单元 112 复用这三个流,并根据需要执行速率匹配(删截、重复)。同样,虽然未示出,但解码器 56”的最后一遍产生与信息位对应的标准输出。这个最后一遍无需产生非本征调制位信息。解码器 56、56' 和 56”的最后一遍取决于停止标准。可使用标准判据,例如固定次数的迭代或者例如 CRC 校验等检错判据。优选地,仅执行解码器的一遍以避免在过程中过早地锁定到不正确的解。

[0076] Turbo 均衡器 18 的一般操作的流程图如图 12 所示。在初始步骤 S1,对接收信号解调,并确定软位估计。可使用任何适当的均衡技术来执行这个第一步骤;可以但不一定使用 G-Rake。在步骤 S2,对软位估计值去交织。在步骤 S3,使用解码器中的解码操作来产生调制解调器比特非本征信息和信息位判定。在步骤 S4 进行关于这是否为解码器 56 的最后一遍的判定。如果这是最后一遍解码器,则在步骤 S5,执行解码操作以便产生编码信息位。如果不是,则在步骤 S6 执行调制解调器比特非本征信息的交织,以及在步骤 S7 产生符号似然信息。在步骤 S8,使用符号似然信息来执行增强符号级线性均衡。这个增强线性均衡包括使用符号似然信息来去除干扰。在步骤 S9,确定软位估计,包括使用从解码器 56 提供的调制解调器比特非本征信息的调整。控制返回给步骤 S3 中的去交织。

[0077] 已经假定在有合成噪声的情况下所接收的单、多码用户信号。一个扩充是将合成噪声协方差项表达为白和有色噪声项之和。在上行链路中,这可对另一个高速率用户或某种其它形式的干扰建模。在下行链路中,这可对其它自身小区用户或其它小区干扰建模。例如,对于仅有一个有色噪声项的情况,可用 $C_n + C_1$ 替代 C_n 。

[0078] 也可考虑多个接收天线。如果 Rake 耙齿具有延迟以及与其关联的天线,则等式的大多数保持相同。特定等式的一部分需要被扩展,但这是完全理解的。也可考虑多个发射天线、下行链路中的如开环或闭环发射分集。扩充直接基于如何扩展 G-Rake 以处理这些情况。

[0079] 虽然比非线性均衡更简单,但是,线性形式要求扩频码知识来计算组合加权以及干扰消除项。由于使用长加扰序列,每一个符号周期都要重新计算这些数量。另外,在 Turbo 均衡过程中,每一次迭代应当重新计算这些数量。通过形成不是与符号似然直接相关的组合加权来近似计算解,可能是适当的。

[0080] 虽然已经详细说明和描述了本发明的各种实施例,但权利要求书不限于任何具体实施例或示例。以上描述不应当被理解为表示任何具体元件、步骤、范围或功能是绝对必要的而使得它必须包含在权利要求的范围内。专利主题的范围仅由权利要求书来确定。法律保护的范围由允许的权利要求及其等效内容中所述的词语来确定。权利要求书不是意在援引 35 USC § 112 的第 6 部分,除非使用了词组“用于... 的部件”。

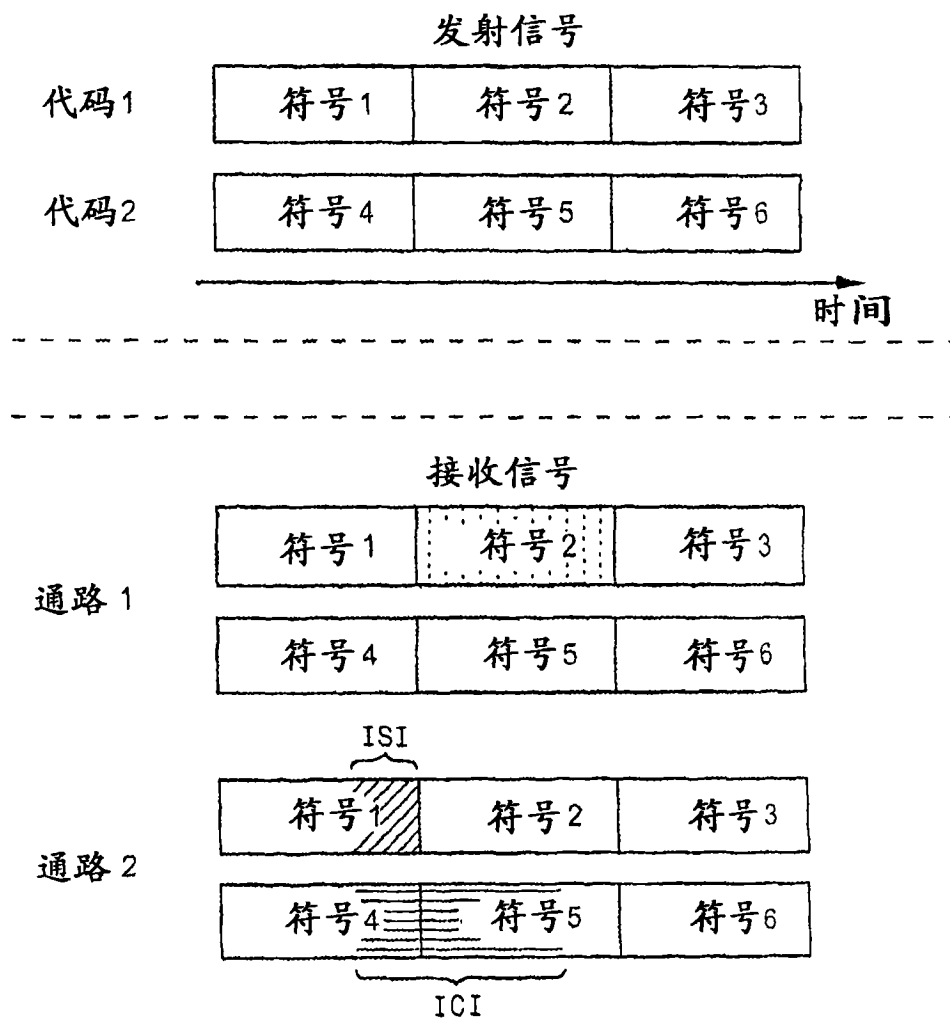


图 1

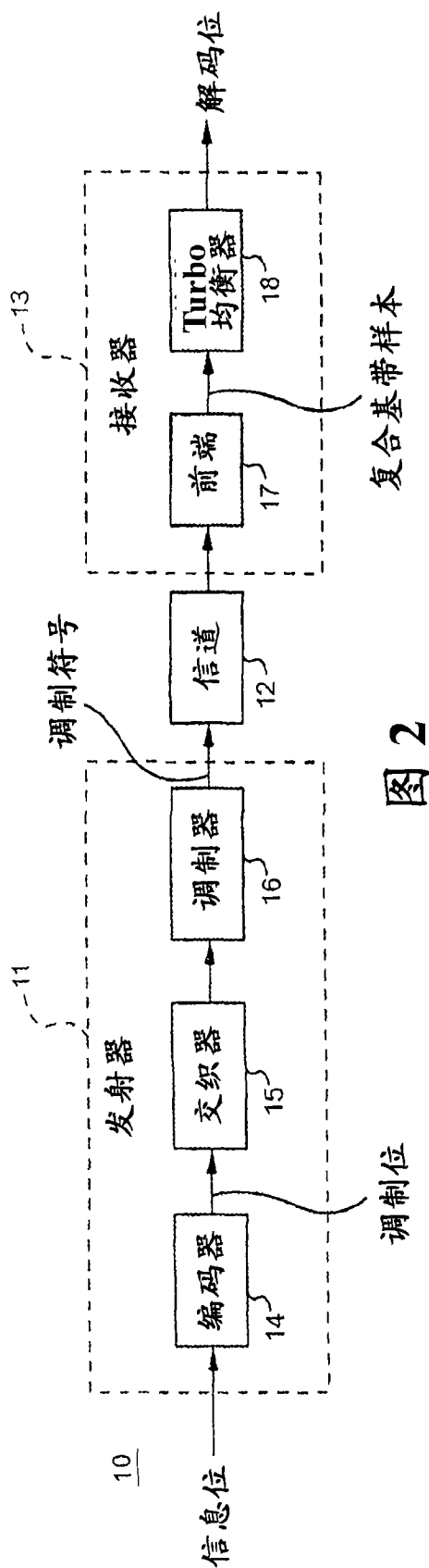


图 2

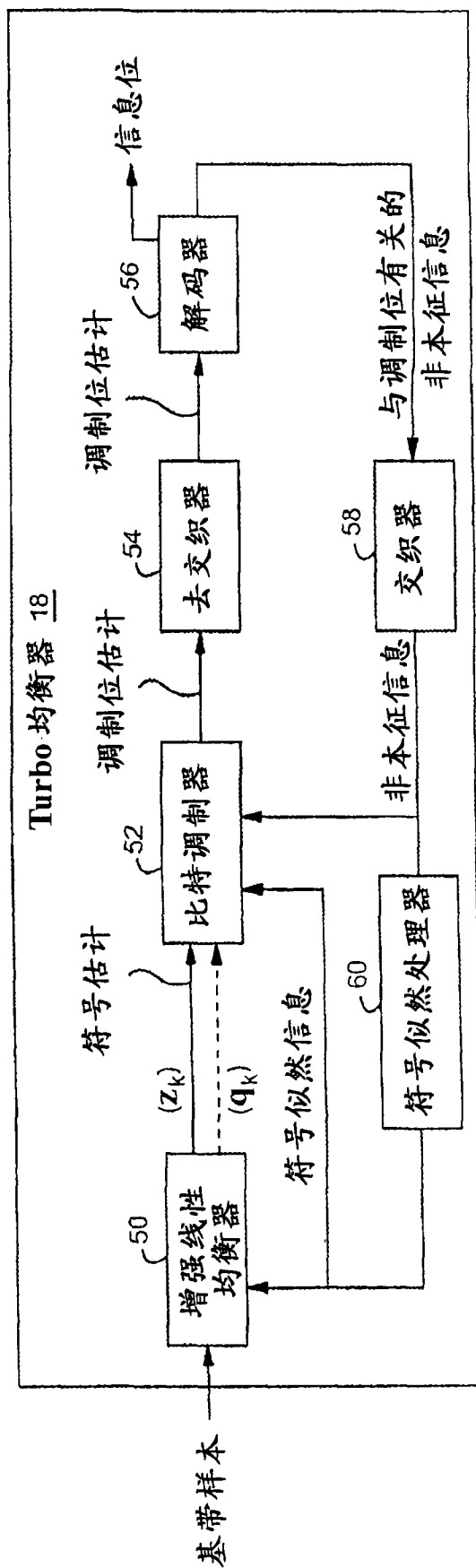


图 4

蜂窝通信系统 20

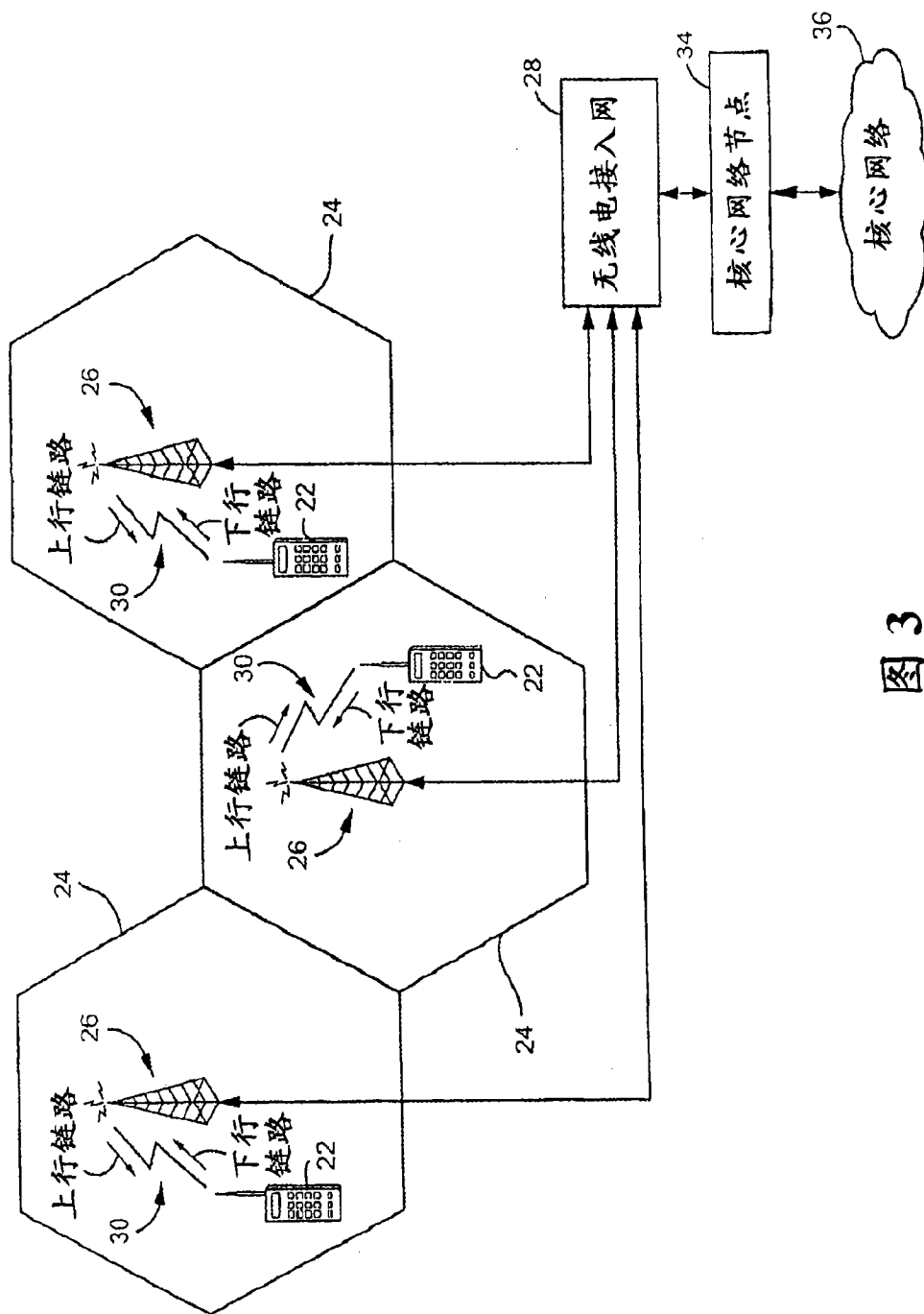


图 3

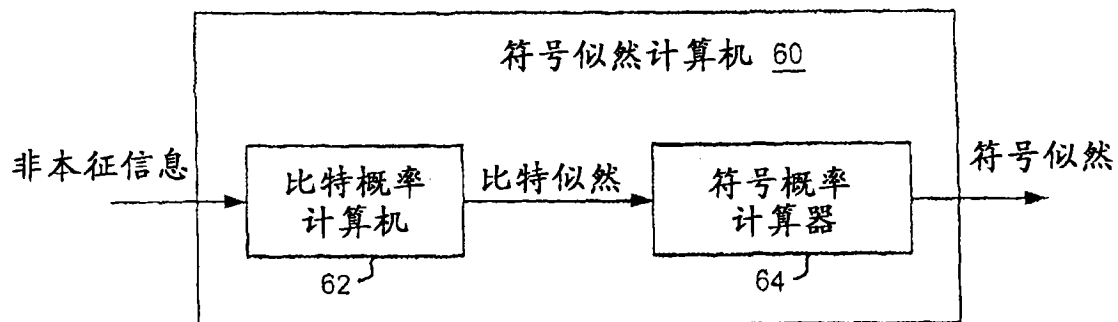


图 5

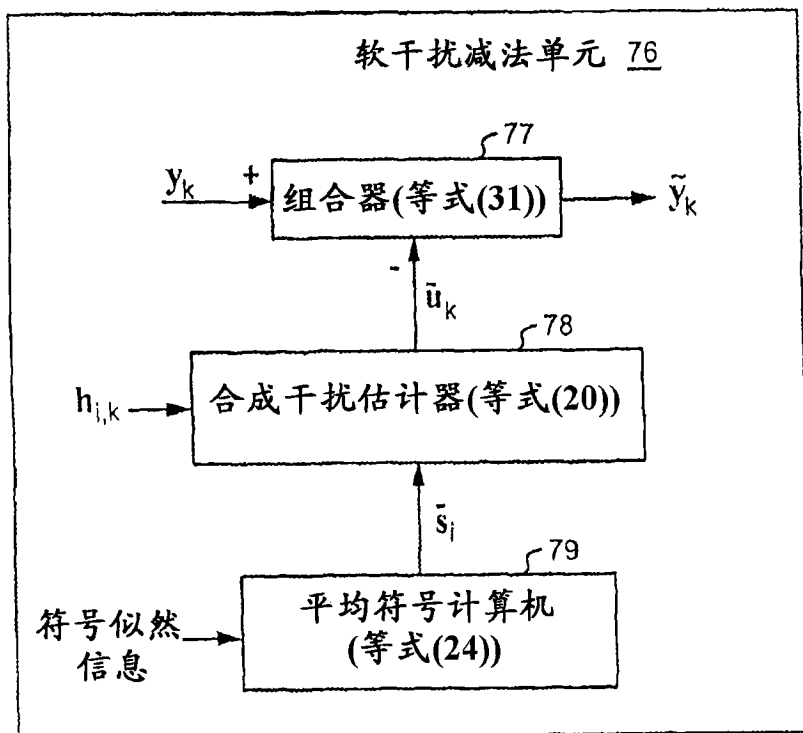


图 7

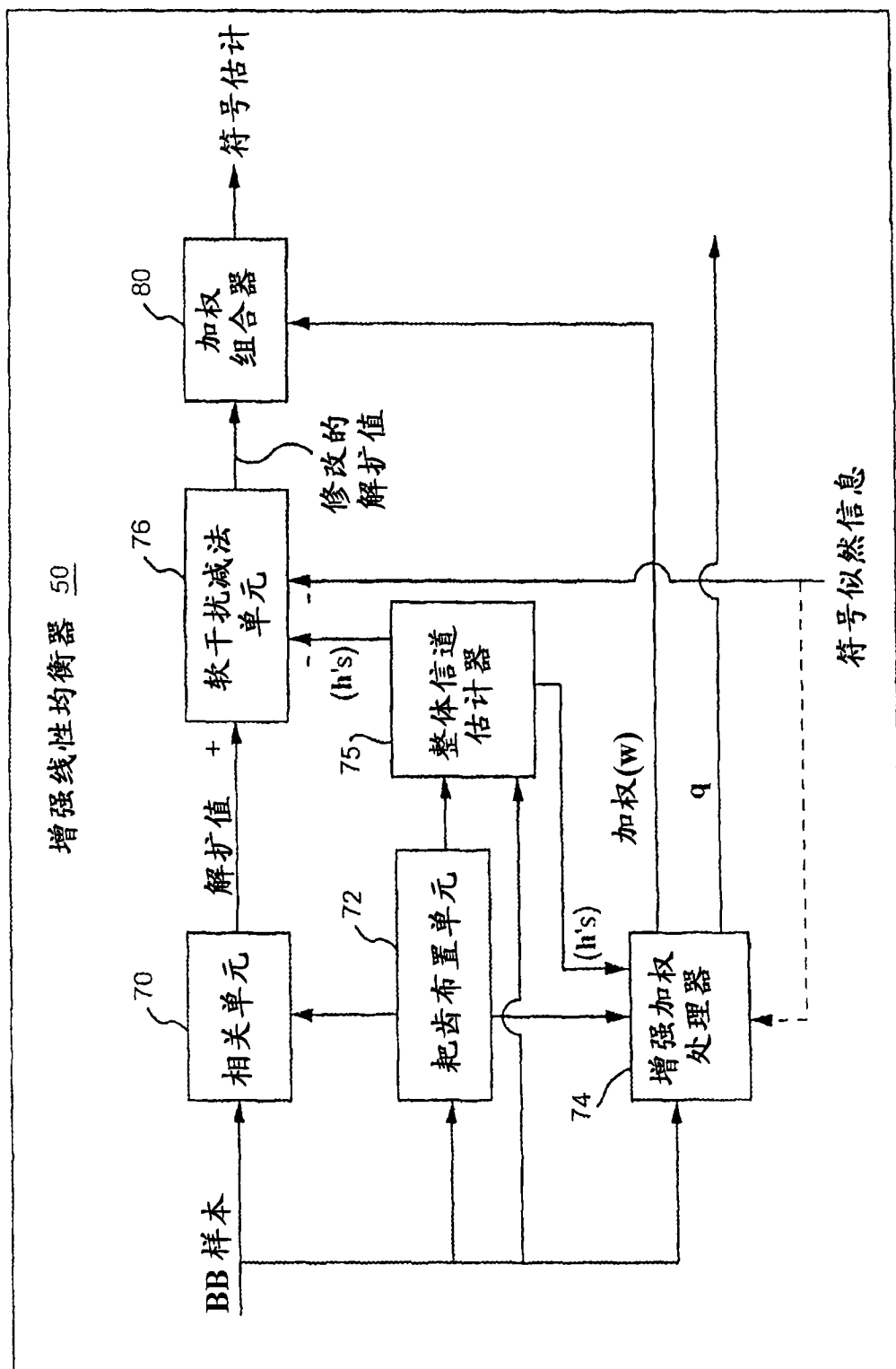


图 6

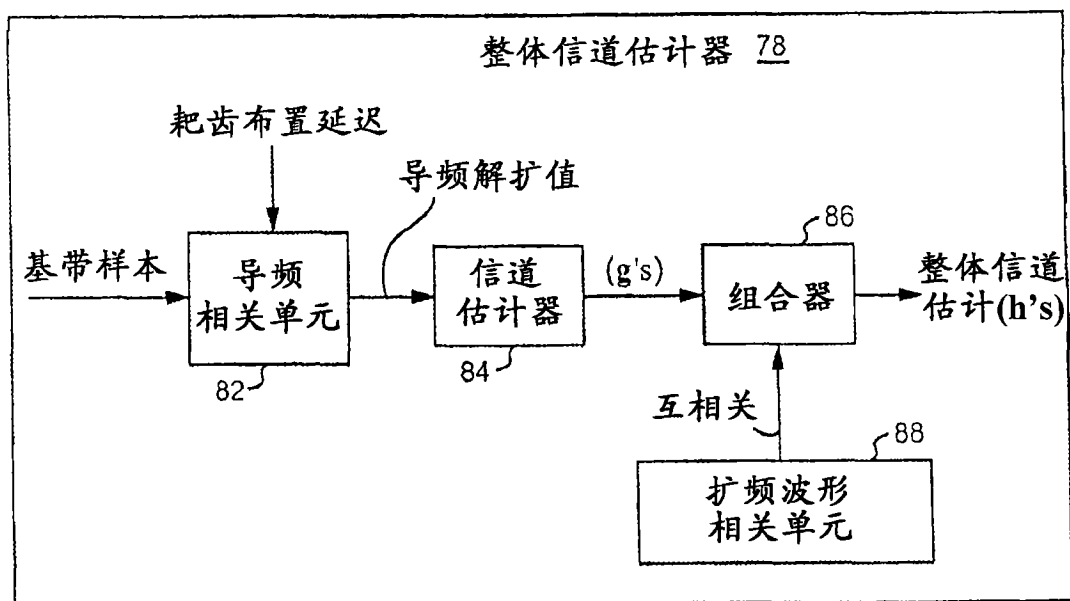


图 8

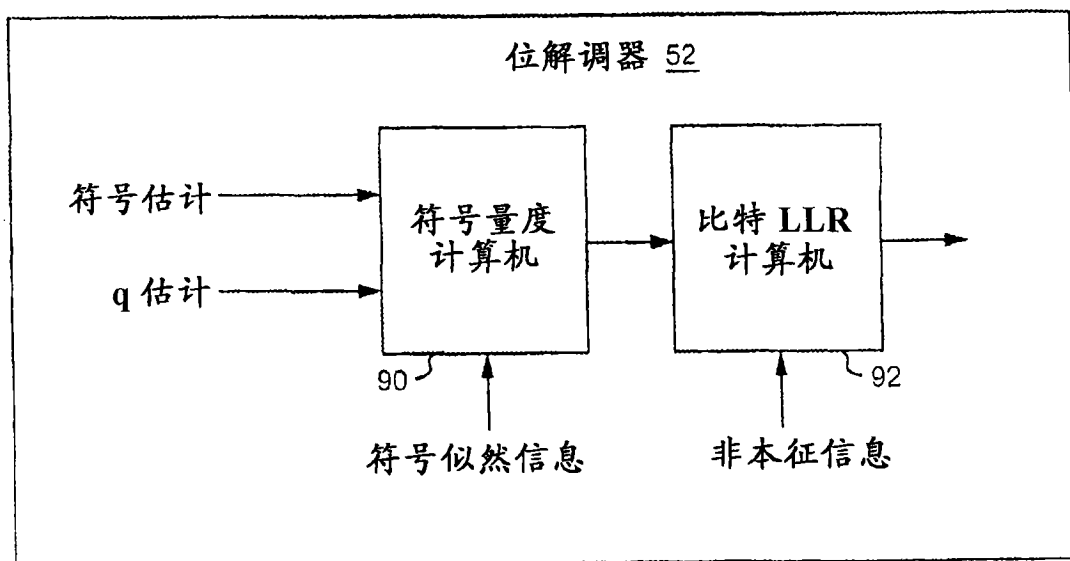


图 9

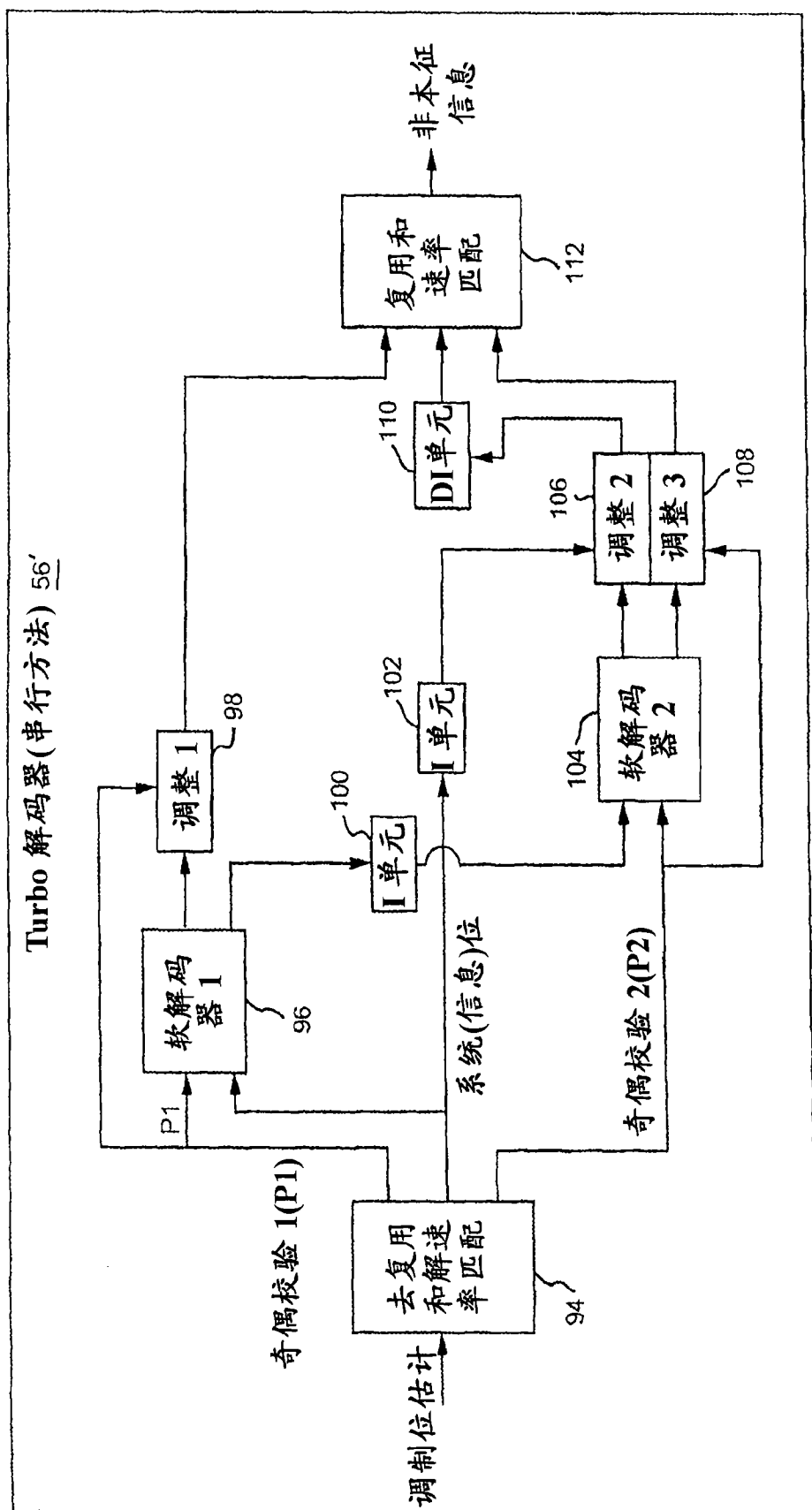


图 10

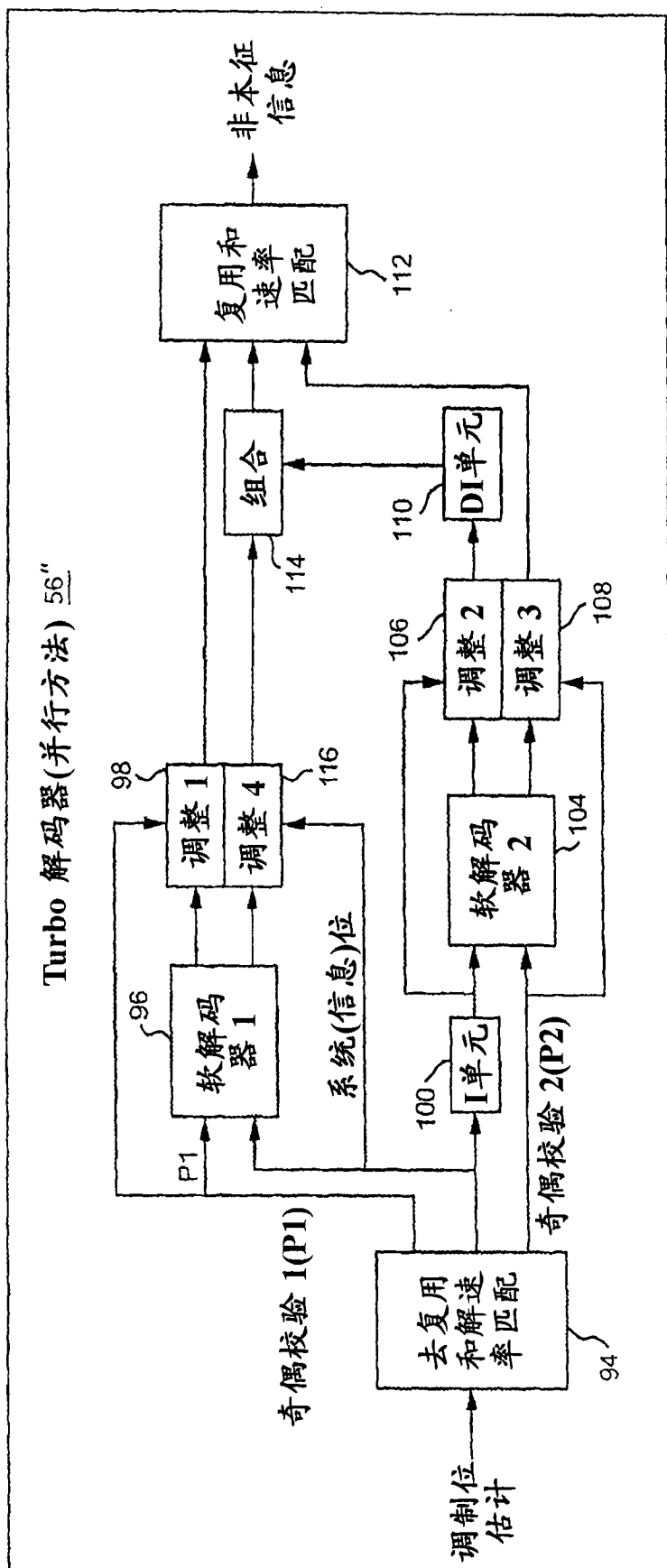


图 11

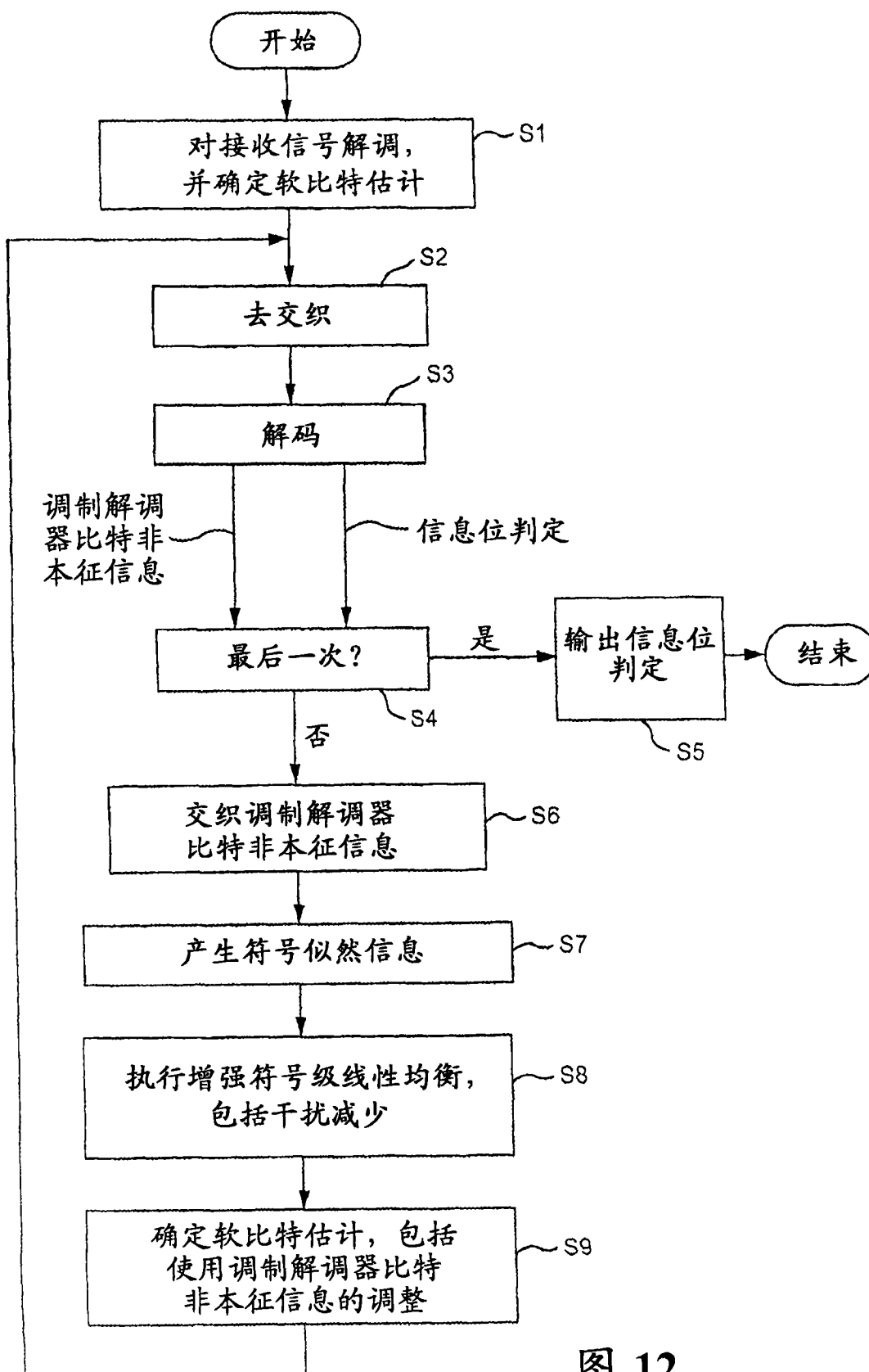


图 12