



(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 1969469 B

(45) 授权公告日 2012.06.20

(21) 申请号 200480043360.4

(22) 申请日 2004.06.18

(85) PCT申请进入国家阶段日
2006.12.18

(86) PCT申请的申请数据
PCT/SE2004/000991 2004.06.18

(87) PCT申请的公布数据
W02005/125036 EN 2005.12.29

(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 J·阿克斯纳斯 M·奥尔森 D·许

(74) 专利代理机构 中国专利代理(香港)有限公司
72001

代理人 曾祥菱 刘杰

(51) Int. Cl.
H04B 1/7103(2011.01)
H04L 25/03(2006.01)

(56) 对比文件

US 20030026223 A1, 2003.02.06, 全文.

WO 9859443 A1, 1998.12.30, 全文.

US 20020159547 A1, 2002.10.31, 全文.

CN 1249864 A, 2000.04.05, 全文.

US 6298095 B1, 2001.10.02, 全文.

审查员 杨巍

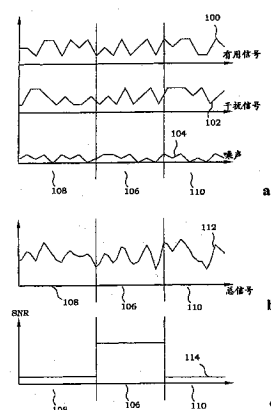
权利要求书 2 页 说明书 10 页 附图 6 页

(54) 发明名称

用于共序列干扰检测及处理的方法和采用该方法的装置

(57) 摘要

包含训练序列的信号部分(106)的信号属性与其它信号部分(108,110)的相应信号属性进行比较。在过大差异时,断定存在共序列干扰。所使用的信号属性可优选地是信噪比量度或信号统计量度。如果断定共序列干扰(102)的存在,则可采取措施来避免这种干扰和减小干扰的影响。一种用于减小共序列干扰在信道估算中的影响的方法包括在假定存在共序列干扰的约束下所执行的联合检测和估算过程。



1. 通信系统中的方法,包括以下步骤:

接收 (210) 信号 (112),所述信号包括第一信号部分 (106) 和第二信号部分 (108, 110),该第一信号部分包含训练序列;以及

评估 (220) 第一信号部分 (106) 的至少一部分,用于确定第一信号部分 (106) 的信号属性量度的第一值,

其特征在于还有以下步骤:

评估 (230) 第二信号部分 (108, 110) 的至少一部分,用于确定第二信号部分 (108, 110) 的信号属性量度的第二值;

所述第二信号部分 (108, 110) 不包含训练序列;以及

根据第一值与第二值之间的比较来检测所述信号 (112) 中的共序列干扰 (102) 的存在。

2. 如权利要求 1 所述的方法,其特征在于,所述信号属性量度是信噪比估算值。

3. 如权利要求 1 所述的方法,其特征在于,所述信号属性量度是信号统计的量度。

4. 如权利要求 3 所述的方法,其特征在于,所述信号属性量度是自相关函数。

5. 如权利要求 1 所述的方法,其特征在于,如果第一值与第二值之间的差的绝对值大于预定的第三值,则检测到共序列干扰的存在。

6. 如权利要求 1 所述的方法,其特征在于,如果第一值和第二值之间的差的绝对值与第一值之间的比率大于预定的第三值,则检测到共序列干扰的存在。

7. 如权利要求 1 所述的方法,其特征在于,还包括响应于检测到所述信号中共序列干扰的存在,发起 (261) 训练序列和 / 或无线电资源的改变的步骤。

8. 如权利要求 1 所述的方法,其特征在于,还包括响应于检测到所述信号中共序列干扰的存在,减小 (262) 信号中的共序列干扰的影响的步骤。

9. 如权利要求 8 所述的方法,其特征在于,所述减小的步骤包括拒绝所述信号被用于采用信号的时间平均的过程的步骤。

10. 如权利要求 9 所述的方法,其特征在于,采用信号的时间平均的所述过程包括在固定多波束自适应天线中的波束选择过程。

11. 如权利要求 8 所述的方法,其特征在于,所述减小的步骤包括避免在采用信号功率量度的过程中使用所述信号的步骤。

12. 如权利要求 11 所述的方法,其特征在于,采用信号功率量度的所述过程包括链路适配过程。

13. 如权利要求 8 所述的方法,其特征在于以下步骤:

响应于检测到所述信号中共序列干扰的存在,执行 (263) 联合检测和信道估算过程,其中以共序列干扰的存在为条件。

14. 如权利要求 13 所述的方法,其特征在于所述执行联合检测和信道估算过程的步骤还包括以下步骤:

从预期信号和干扰信号的所估算信道响应中识别预期信号的信道响应。

15. 如权利要求 13 所述的方法,其特征在于,所述联合检测和信道估算过程在第一以及第二信号部分上执行,从而在所述信号部分之间出现信道响应的差异被解释为预期信号和干扰信号具有不同值。

16. 如权利要求 13 所述的方法,其特征在于,执行联合检测和信道估算过程的步骤包括逐一幸存信道跟踪,从而通过以共序列干扰的存在为条件来强加附加约束。

17. 如权利要求 16 所述的方法,其特征在于,所述附加约束作为对分支度量的偏置而引入。

18. 如权利要求 1 所述的方法,其特征在于,如果共序列干扰被确定为存在,则避免采用共信道干扰消除的步骤。

19. 如权利要求 1 所述的方法,其特征在于,所述信号是无线电信号。

20. 如权利要求 1 所述的方法,其特征在于,所述信号是通过电缆或光纤接收的信号。

21. 接收机装置,包括:

用于接收包括第一信号部分 (106) 和第二信号部分 (108,110) 的信号 (112) 的接收机部件 (61),该第一信号部分包含训练序列;以及

用于评估第一信号部分 (106) 的至少一部分以便确定第一信号部分 (106) 的信号属性量度的第一值的部件 (62),

其特征在于还包括:

用于评估第二信号部分 (108,110) 的至少一部分以便确定第二信号部分 (108,110) 的信号属性量度的第二值的部件 (63);

所述第二信号部分 (108,110) 不包含训练序列;以及

用于根据第一值与第二值之间的比较来检测所述信号 (112) 中的共序列干扰的存在的部件 (64)。

22. 如权利要求 21 所述的接收机装置,其特征在于,用于发起训练序列和/或无线电资源的改变的部件 (65)。

23. 如权利要求 21 所述的接收机装置,其特征在于,用于减小所述信号中的共序列干扰的影响的部件 (65)。

24. 一种移动终端,包括根据权利要求 21 至 23 中的任一项的接收机装置。

25. 一种移动通信系统中的基站,包括根据权利要求 21 至 23 中的任一项的接收机装置。

用于共序列干扰检测及处理的方法和采用该方法的装置

技术领域

[0001] 一般来说,本发明涉及移动通信系统中的无线电干扰条件,具体来说,涉及所谓的共序列干扰的检测和处理。

背景技术

[0002] 移动通信系统的容量通常受到可用无线电资源量限制。无线电资源可定义为例如由时间、频率和 / 或代码所跨越的资源空间中的单元。通信系统的总容量可通过让地理上完全分隔的节点利用相同的无线电资源、即所谓的资源再用来增加。但是,为了避免利用相同无线电资源的节点之间的干扰,节点之间的地理距离(或者由无线电条件所定义的距离)必须较大。相同无线电资源的两个用户之间的任何共信道干扰不应当在实质上降低小区的任一个中的质量和性能。在本公开中,术语“共信道干扰”表示由利用在一般情况下例如根据频率、时间和 / 或代码来确定的相同无线电资源的节点所引起的干扰。但是,取决于接收机上信号处理例如在编码、分集、交织等方面的复杂程度,可容许较小量的共信道干扰。接收机可容许的共信道干扰越多,则系统运营商可越多地减小再用距离,并因而增加总容量。

[0003] 无线电信号在通过空中传送时失真。因此,与原始传送信号相比,所接收信号的幅度和 / 或相位略有不同。这主要是由于因传播距离、阴影效应和多径衰落而引起的路径损耗。为了对所传送数据正确解码,估算信号失真的模型参数。通常使用的一种方法是把已知符号序列加入所传送信号。这种已知符号序列以不同名称表示,例如“训练序列”、“学习序列”、“训练比特”、“导频序列”等。在本公开中,术语“训练序列”将用于表征所有类型的所传送数据,它的内容是接收机预先知道的,并且它被用于识别和表征接收信号,例如以便进行同步和信道估算。

[0004] 训练序列通常具有双重目的。一个目的是提供用于实现可靠信道估算的手段。另一个目的是提供让接收机区别源自不同发射机的共信道信号的手段。不同的训练序列优选地具有低互相关,即两个训练序列的相应符号的积之和应当在所有相对时间移位上接近零。同时,自相关应当是对于零比特移位获得高相关,同时对于其它任何比特移位获得低相关。这意味着,有用训练序列的数量受到严格限制,以及具有良好互相关和自相关属性的一组训练序列即使不是无法找到,也往往是难以找到的。在 GSM 中,在常规突发中使用 26 位长的训练序列。总共 8 个不同的训练序列在 GSM 规范中可用。所有这些训练序列具有极好的自相关属性,但是它们的一部分之间却具有较高的互相关。

[0005] 如果两个信号利用相同的无线电资源来传送,但具有不同的训练序列,则接收机可在估算过程中采用训练序列来区分信号。因此可以相当好地减小来自具有不同训练序列的干扰共信道信号的影响。但是,如果两种信号也使用相同的训练序列,则接收机将总信号解释为来自同一个发射机。这将产生错误的信道估算、不充分的路径损耗确定、不正确的方向确定等。在本公开中,我们把使用实质上与预期信号所使用的训练序列具有高互相关的训练序列的这种共信道干扰信号称作“共序列干扰”。因此,术语“共序列干扰”在一般情况

下不仅包括利用相同训练序列的信号之间的干扰,而且包括具有因高互相关而明显影响预期信号的训练的序列的信号之间的干扰。

[0006] 在公布的国际专利申请 WO 98/59443 中推断,如果两个信号几乎同时到达接收机,并且其训练序列相同,则在传统的接收机中,无法区分它们中的每个对接收信号的贡献。不是减小这种干扰的影响,而是本公开通过在采用相同资源的无线电基站之间引入时间偏移来提供一种用于防止或减小出现干扰的风险的方法。在公布的国际专利申请 WO 98/59443 中也公开了类似的防止概念。这种解决方案的一个问题在于,如果系统中的突发不是时间校准的,则变得更难以例如从干扰抑制技术来提供有效的无线网络规划以及取得最大增益。

[0007] 在公布的美国专利申请 US 2003/0026223 中也论述了共序列干扰的存在。在这个公开中,没有直接检测或补偿干扰。而是通过为所有连接引入训练序列跳转来减小任何可能的共序列干扰的影响,从而减小存在任何可能的共序列干扰的连续时间间隔。

发明内容

[0008] 根据先有技术的装置、系统及方法存在的普遍问题是,没有可用于检测共序列干扰的任何存在的过程。先有技术系统的另一个问题在于,由于无法确定共序列干扰的出现,因此没有用于处理、补偿或减小从共序列干扰直接或间接产生的影响、特别是对信道估算的影响的方法。

[0009] 因此,本发明的总的目的是提供用于检测共序列干扰的方法及装置。本发明的另一个目的是提供用于避免共序列干扰的方法。另一个目的是提供用于减小从共序列干扰产生的直接或间接影响的装置及方法。

[0010] 上述目的通过根据所附专利权利要求的装置及方法来实现。一般来说,包含训练序列的信号部分的信号属性与其它信号部分的相应信号属性进行比较。当存在大差异时,断定存在共序列干扰。所使用的信号属性可优选地是信噪比 (SNR) 量度或信号统计量度。如果断定共序列干扰的存在,则可采取措施来避免这种干扰和 / 或减小干扰的影响。一种用于减小共序列干扰在信道估算中的影响的方法包括在假定存在共序列干扰的限制下所执行的联合检测和估算过程。一个优选实施例包括逐幸存信道跟踪。

[0011] 本发明的一个非常重要的优点在于,能够检测和减小第一次的共序列干扰。

附图说明

[0012] 通过参照以下结合附图进行的说明,可以最佳地理解本发明以及其它目的和优点,附图中:

[0013] 图 1 是移动通信系统中的共序列干扰的示意说明;

[0014] 图 2a-c 是简图,说明包含训练序列的模型信号以及共序列干扰如何影响信号属性;

[0015] 图 3 是根据本发明的方法的一个实施例的主要步骤的流程图;

[0016] 图 4 是根据本发明的基站的一个实施例的框图;

[0017] 图 5 是根据本发明的移动台的一个实施例的框图;

[0018] 图 6 是部分流程图,说明图 3 的步骤 260 的一个详细实施例;

- [0019] 图 7 是在共序列干扰的影响下的视在和真实信号噪声关系的示意说明；
- [0020] 图 8 是在共序列干扰的影响下遇到的 SNR 角分布的一个实例的示意说明；
- [0021] 图 9 是图 6 的步骤 262 的详细实施例的主要步骤的流程图；以及
- [0022] 图 10 是根据本发明的另一个方法的一个实施例的主要步骤的流程图。

具体实施方式

[0023] 图 1 说明一般移动通信系统 1,其中包括网络 10 和多个已连接基站 20:1、20:5(仅示出其中的两个)。网络 10 在典型情况下包括核心网和无线电接入网的至少部分。各基站 20:1、20:5 与基站 20:1、20:5 负责覆盖的小区 30:1-30:5 关联。在小区 30:1-30:5 的覆盖区中存在多个移动台 40:1、40:2,仅示出其中的两个。在通信系统中,通常应用某种类型的再用计划,在不同小区之间划分可用无线电资源的使用。在所示系统中,假定所有小区 30:1 至 30:4 都具有唯一的可用资源集、通常为无线电信道,而小区 30:1 和 30:5 则具有相同集合。因此,小区 30:1 和 30:5 中的通信可引起相互之间的共信道干扰。

[0024] 还假定两种所示移动台 40:1、40:2 被分配给相同的无线电资源,此外还被分配给相同的训练序列或具有实质上互相关的训练序列。在这种情况下,从基站 20:1 到移动台 40:1 的下行链路信号 50 将遇到来自要用于基站 20:5 到移动台 40:2 之间的通信的下行链路信号 51 的共序列干扰。在移动台 40:2 上也存在同样的情况。从移动台 40:2 到基站 20:5 的上行链路信号 52 也将受到来自要用于基站 20:1 到移动台 40:1 之间的通信的上行链路信号 53 的共序列干扰的影响。在基站 20:1 上也存在同样的情况。

[0025] 本发明的主要概念是检测共序列干扰的存在。根据本发明,这种检测可通过比较训练序列期间的所接收信号的属性和突发净荷期间的相应属性来实现。在接收机中接收信号。接收机可包含在移动台或基站中。假定信号包含至少两个信号部分,一个部分包含训练序列,以及一个部分包含突发净荷。包含训练序列的部分可位于信号突发的开始、结束或中间处,分别表示前同步训练序列、后同步训练序列和中间同步训练序列。在以下描述中,中间同步训练序列将用作模型系统,但是本发明在其它训练序列配置中也适用。划分为一个以上的部分的训练序列也可与本发明配合使用。

[0026] 对于包含训练序列的部分评估某个属性、例如信号统计或 SNR 量度。然后对于没有包含训练序列的部分评估相同的属性。两个部分的属性的评估值之间的比较则可用于检测明显的共序列干扰的任何存在。

[0027] 图 2a-c 可帮助理解基本概念。在图 2a 中,示意说明三个信号。注意,所示信号不是用于说明真实信号,而是它们的形状和强度经过选择,以便说明本检测方法的基本概念。在上部,说明有用信号 100,其中具有由两个净荷信号部分 108、110 围绕的中间同步训练序列部分 106。第二所示信号 102 表示共序列干扰信号。这个信号与训练序列部分 106 中的有用信号或多或少相同,不管因不同的传播路径引起的衰落。这类差异表示为信号中的小偏移。但是,干扰信号 102 包括不同的净荷数据,因而干扰信号 102 变为实质上与净荷部分 108、110 中的有用信号 100 不相关。还说明了噪声信号 104,由所有部分 106、108、110 中基本上相同的内容构成。

[0028] 图 2b 说明总接收信号 112,它基本上是带有某个强度权的图 2a 中的信号的总和。可以看到,训练序列部分 106 中的结构与有用信号 100 相比仍然是相当完整的,只不过净荷

信号部分 108、110 明显不同。在使用训练序列部分用于信道估算时,有用信号 100 与总信号 112 之间的差异只是根据传播路径条件来解释。较高的幅度被检测,它将被解释为良好的传播条件,而且如果应用了功率控制功能性,则甚至可能引起随后发射功率的减小。此外,训练序列部分中的干扰信号作用也将在信道估算中反映。其结果是,在执行净荷部分的后续解码时,解码质量会很低。

[0029] 根据本发明,在不同信号部分评估信号属性并进行比较。在典型的接收机中,在接收突发方面存在两个主要级,即信道估算级和均衡级。在信道估算级中,已知的训练序列用来估算预期信号的信道。通过把信道估算值与已知的传送训练序列进行卷积,获得接收信号的预期部分。这个预期部分可从总接收信号中减去,它理想地仅留下噪声和 / 或任何干扰信号。噪声和 / 或干扰信号的功率则可易于计算为在训练序列上的噪声和 / 或干扰信号的大小平方的总和。类似地,预期信号的功率例如可作为其本身的大小平方的总和来获得。这些功率测量结果共同提供 SNR 的第一估算值。

[0030] 在均衡级中,最可能的数据符号序列借助于在信道估算级中得到的信道和噪声估算值进行估算。这样确定的数据符号序列则用来估算第二 SNR。通过把信道估算值与最可能的数据符号序列进行卷积,获得接收信号的预期信号部分。这个部分可在突发的数据部分期间从总接收信号中减去,它理想地仅留下噪声和 / 或任何干扰信号。噪声和 / 或干扰信号以及预期信号的功率同样可通过与对于信道估算级相同的方式来计算,并且可获得 SNR 的第二估算值。

[0031] 如果预期和干扰信号具有不相关训练序列,则不同部分的 SNR 实质上具有相同大小。但是,如果预期和干扰信号的训练序列相同或者具有实质上互相关,则在训练序列期间的干扰信号的全部或大部分将被认为是预期信号的一部分,从而产生 SNR 的过度估算。另一方面,在突发的数据部分期间,预期和干扰信号是不同的。没有干扰信号或者干扰信号的较小部分将被认为是预期信号,因而提供较低的 SNR 估算值。因此,SNR 估算值的这种差异将表明预期和干扰信号的训练序列之间的高相关。图 2c 说明不同信号部分中的信号的 SNR 量度 114 的评估的结果。在训练序列部分 106 中,SNR 量度具有高值,因为干扰信号 102 和有用信号 100 的总和被认为是“信号”,并且只有噪声信号 104 才被认为是“噪声”。但是,在净荷部分 108、110 中,干扰信号 102 而是主要构成“噪声”,从而显著减小 SNR 量度。训练序列部分 106 与净荷部分 108、110 中的任一个之间的 SNR 量度的比较将揭示任何共序列干扰的存在。

[0032] 在图 2c,已经使用 SNR 评估。但是,也可使用其它信号属性,以便发现任何差异。一个备选实施例采用信号统计。对于训练序列部分取得统计相关值 $\eta_{m,n}^T(\tau)$,如下所示:

$$[0033] \quad \eta_{m,n}^T(\tau) = \frac{1}{N_T - L + 1} \sum_{t=t_T+L-1}^{t_T+N_T-1} r^m(t) r^n(t-\tau), \text{ 对于 } \tau = 0, 1, \dots, \tau_{\max}$$

[0034] 其中 t_T 表示训练周期开始处的时间索引, N_T 表示训练序列的长度,以及 L 表示信道响应的长度。对于净荷部分的每个评估相应的值:

$$[0035] \quad \text{第一净荷部分} \eta_{m,n}^{P1}(\tau) = \frac{1}{N_{P1} - L + 1} \sum_{t=t_{P1}+L-1}^{t_{P1}+N_{P1}-1} r^m(t) r^n(t-\tau)$$

$$[0036] \quad \text{第二净荷部分} \eta_{m,n}^{P2}(\tau) = \frac{1}{N_{P2} - L + 1} \sum_{t=t_{P2}+L-1}^{t_{P2}+N_{P2}-1} r^m(t) r^n(t-\tau)$$

[0037] 其中 t_{p1} 和 t_{p2} 分别表示第一和第二周期开始处的时间索引, N_{p1} 和 N_{p2} 分别表示第一和第二净荷周期的长度, 以及 L 表示信道响应的长度。

[0038] 整个净荷量度则变为:

$$[0039] \quad \eta_{m,n}^P(\tau) = \frac{\eta_{m,n}^{P1}(\tau) + \eta_{m,n}^{P2}(\tau)}{2}$$

[0040] 用于声明共序列干扰的存在的一个可能的标准则可以是:

$$[0041] \quad \left| \|\eta_{m,n}^P\| - \|\eta_{m,n}^T\| \right| > \gamma$$

[0042] 其中 $\|\cdot\|$ 表示函数的平方范数, 以及 γ 表示预定门限。换言之, 如果在不同部分中所评估的属性值之间的差异大小超过预定门限, 则可假定接收信号受到共序列干扰影响。这种差异的原因源于以下事实: 预期用户和干扰者所传送的各个符号在训练序列上是相同 (或者高度相关) 的, 而它们在突发的净荷部分上不相关。

[0043] 还能够采用相对量度作为干扰标准, 例如:

$$[0044] \quad \frac{\left| \|\eta_{m,n}^P\| - \|\eta_{m,n}^T\| \right|}{\|\eta_{m,n}^P\|} > \gamma$$

[0045] 以上关系式以较一般的方式来表示。参数 m 和 n 原则上可任意选择。当 m 和 n 设置成等于 1 时, $\eta_{1,1}^P(\tau)$ 和 $\eta_{1,1}^T(\tau)$ 只是在不同部分上估算的自相关函数。

[0046] 根据本发明的方法的一个实施例的主要步骤在图 3 中表示为流程图。过程在步骤 200 开始。在步骤 210, 信号被接收, 它包含训练序列以及其它数据。在包含训练序列数据的信号部分上的接收信号的属性的评估在步骤 220 进行。这类属性的非排他实例是 SNR 和信号统计属性, 如以上进行的更详细论述。在步骤 230, 在接收信号的另一个信号部分上执行类似评估。任何可能的共序列干扰的存在的检测在步骤 240 中根据在步骤 220 和 230 中所评估的属性的值之间的比较来执行。优选地, 值之间的绝对差或相对差与预定门限值进行比较。在步骤 250, 检查在步骤 240 中是否检测到共序列干扰, 如果检测到, 则过程继续步骤 260, 否则过程在步骤 299 结束。在步骤 260, 采取不同的措施, 以便消除干扰本身, 消除干扰可能引起的影响, 或者只是减小干扰影响。这类措施下面更详细地进行论述。过程在步骤 299 结束。

[0047] 以上过程通常在接收机中或者在与接收机的直接连接中进行。在图 4 中, 根据本发明的基站 20 的一个实施例表示为框图。基站 20 包括接收机 60。接收机 60 包括接收部件 61, 它设置成用于接收其中的一部分包含训练序列的上行链路无线电信号。接收部件 61 连接到处理器 62, 它设置成用于评估接收信号的训练序列部分, 例如用于确定信号属性量度的值。处理器 62 例如还可用于信道估算目的。接收部件 61 还连接到另一处理器 63, 它设置成用于评估没有包含训练序列的接收信号部分, 用于确定与处理器 62 相同的信号属性量度的另一个值。处理器 62、63 通常相互连接, 从而例如允许处理器 63 采用处理器 62 中所得到的信道估算值, 例如用于均衡目的。处理器 62、63 连接到共序列干扰检测器 64, 它比较来自处理器 62、63 的信号属性量度, 以便确定在接收信号中是否存在共序列干扰。共序列干扰检测器 64 优选地设置成执行根据以上所述方法的检测。干扰处理部分 65 连接到

共序列干扰检测器 64, 以及如果检测到任何共序列干扰, 则干扰处理部分 65 可采取适当措施以消除实际干扰或者减小干扰的影响。单元 62-65 在这里描述为独立单元, 但是本领域的技术人员知道, 它们可有利地结合在例如公共处理器 66 中。单元之间的连接则成为逻辑连接而不是物理连接。

[0048] 根据本发明的接收机还可处于无线电通信的移动侧。在图 5 中, 根据本发明的移动台 40 的一个实施例表示为框图。在这里, 接收部件 61、评估处理器 62 和 63、检测器 64 以及处理部分 65 同样存在, 并且以相应方式进行工作, 但是这时是对于下行链路信号。

[0049] 一旦检测到共序列干扰的存在, 则可采取多个动作以便对它进行补偿或者减小它在各种情况中的影响。例如, 可采用改进的干扰消除概念, 以便拒绝、抑制或消除实际干扰信号。也可采用例如在信道估算中减小干扰影响的其它概念。此外, 还可设计链路质量估算方法和固定多波束天线波束选择算法以及改变后续突发的所使用训练序列的过程。下面将描述这类动作的多个实例。

[0050] 当检测到共序列干扰的存在时要采取的一个动作是努力消除将来的这种干扰。一种直接措施可能是尽可能迅速地改变所使用的训练序列。如果基站检测到共序列干扰, 则它可在与所关注移动台的通信中发起训练序列的改变。如果基站本身未被允许进行这种改变, 则它可向其它网络节点发送请求。如果移动台检测到共序列干扰, 则它可向基站发送消息, 通知关于干扰问题。这个消息例如可包含在无线电信道测量报告中。通过训练序列的改变, 干扰可能消失。

[0051] 在一个备选方法中, 对于改变的请求可能针对对于无线电资源的改变的一般请求。例如, 远离它自己的基站的移动台一般更多地受到共信道干扰, 因而也更多地受到共序列干扰。通过进行所使用的无线电资源的分配方面的改变, 更少受到干扰的信道可能是可得到的。

[0052] 图 6a 表示流程图, 详细说明根据以上概念的一个实施例的图 3 的步骤 260。在步骤 261, 发起训练序列和 / 或无线电资源的改变。在步骤 262, 执行共序列干扰影响的暂时减小。在备选实施例中, 步骤 261 和 262 的任一个可分开执行。

[0053] 也可执行直接动作, 或者用于连续减小干扰的影响, 或者用于帮助通信保存尽可能好的质量, 直到可完成训练序列或无线电资源的改变为止。

[0054] 在许多系统中, 采用链路适配的不同概念。发射功率、调制或编码方案可根据接收信号的质量进行修改, 以便提供最适当的传输条件。适配通常由发射机侧根据来自接收机的与噪声和干扰特性、如 SNR 的测量结果有关的反馈信息来进行。在大多数情况中, 这类测量在训练序列期间执行。如果存在共序列干扰, 则所测量 SNR 将表现为比它实际上的更高。这则可能导致选择完全不适当的调制和编码方案, 从而又可能导致质量降级。在第一方法中, 如果检测到共序列干扰, 则链路适配过程可暂时去活, 从而在检测到共序列干扰之前保持最近使用的调制和编码方案。如果所检测干扰有可能相当迅速地消除, 则任何可能的质量或效率损失可能相当适中。

[0055] 在更精细的补偿过程中, 仍然可执行链路适配, 但是采用来自接收机的已修改结果。在图 7 中, 说明共序列干扰情况中的功率分布。测量总功率 P 。此外, SNR 采用训练序列部分来确定, 从而得出 S'/N' 的值。但是, 通过共序列干扰的上述检测, 我们断定视在信号 S' 的一部分 q 实际上从干扰信号中产生。真实 SNR 值的估算值则可计算为:

[0056] $SNR = S'' / N'' = (1-q)S' / (N' + qS')$

[0057] 然后,链路适配例程可通过这个补偿值来提供,用于提供适当的调制和编码方案。

[0058] 当采用固定多波束自适应天线时,出现类似情况。当修改要使用天线的哪个波束、即发射信号的方向时,进行入射信号的功率角分布和 SNR 测量。固定波束天线中的波束选择主要在具有最高功率和 / 或最佳 SNR 的角度的方向上发射。这些角分布测量通常在训练序列期间采用信道估算值来执行,以便容易地从干扰和噪声中提取真实信号,使得可进行正确的 SNR 测量。此外,测量通常经过时间平均以便中和统计成分。但是,当共序列干扰存在时,将难以区别预期信号和干扰信号,从而导致不正确的 SNR 测量。图 8 说明当存在移动台 40 和强共序列干扰者 41 时的情况。所测量 SNR 角分布 120 显示两个峰。取决于确定用于适配固定波束天线 20 的所使用波束 55 的峰角的计算方法,结果可能不正确。例如,如果峰位置被定义为测量分布的质心的角,则固定波束天线的角将在图 8 的两个峰之间给出,它可能导致整个通信丢失。

[0059] 在根据本发明的一个实施例的解决方案中,如果确定了共序列干扰的存在,则忽略用于支持固定多波束自适应天线的测量。因此,时间平均不受任何共序列干扰影响,以及只要存在干扰,则波束选择根据先前的数据不断地进行。

[0060] 抗干扰算法、如抗干扰组合 (IRC) 极大地依靠干扰信号的精确估算。如果存在共信道干扰信号,则干扰将被不正确地估算,以及抑制算法由于错误假设的使用而可能带来更多坏处而不是好处。采取没有干扰抑制的更简单算法、如最大比组合 (MRC) 则可能更好。参见例如 J. Karlsson、J. Heinegård 的“用于 GSM 的抗干扰组合”(Proc. of the 5th IEEE International Conference on Universal Personal Communications, 1996, Vol. 1, 第 433-437 页),或者 D. Bladsjö、A. Furuskär、S. Jäverbring、E. Larsson 的“用于 EDGE-GSM 中的增强数据率和 TDMA/136 的采用天线分集的干扰消除”(Proc. of the 50th IEEE Vehicular Technology Conference, 1999 年秋, Vol. 4, 第 1956-1960 页)。

[0061] 即使取决于训练序列期间的测量的若干过程也许有可能校正、延迟或者省略,但是共序列干扰的存在的主要缺点在于,信道估算受到影响。根据本发明的一个方面,存在还用于减小对信道估算的影响的方法。

[0062] 在第一直观实例中,假定平坦衰落(即没有时间扩散)、突发期间的可忽略信道变化、单一共序列干扰信号、可忽略噪声以及预期和干扰信号的二相相移键控(BPSK)调制的特例。

[0063] 则可将一般接收信号表示为:

[0064] $r(t) = c_1 \cdot s_1(t) + c_2 \cdot s_2(t)$

[0065] 其中, t 是时间索引, $r(t)$ 是接收信号, c_1 和 c_2 分别是预期和干扰信号的时间无关信道响应,以及 $s_1(t)$ 和 $s_2(t)$ 分别是传送的预期和干扰信号。由于采用 BPSK 调制,因此 $s_1(t)$ 和 $s_2(t)$ 仅取值 +1 或 -1。

[0066] 现在假定 t_{TS} 是突发的训练序列部分中的时间示例,以及 t_d 是数据部分期间的的时间示例。由于训练序列被假定为相同的 $s(t_{TS})$, 因此得到:

[0067] $r(t_{TS}) = (c_1 + c_2) \cdot s(t_{TS}) = c \cdot s(t_{TS}) = \pm c$

[0068] 由于接收信号以及训练序列是已知的,因此可唯一确定信道响应的总和。

[0069] 此外,从第一等式以及传送的符号始终为 +1 或 -1 的事实,我们发现它一般为:

[0070] $r(t_d) = c_1 \cdot (\pm 1) + c_2 \cdot (\pm 1)$

[0071] 其中“+”和“-”的任何组合均可能出现。四种可能的组合为：

[0072] $r(s' = 1, s'' = 1) = c_1 + c_2 = c$

[0073] $r(s' = 1, s'' = -1) = c_1 - c_2$

[0074] $r(s' = -1, s'' = 1) = -c_1 + c_2$

[0075] $r(s' = -1, s'' = -1) = -c_1 - c_2 = -c$

[0076] 由于 c_1 和 c_2 之和是已知的, 因此可易于确定两种符号是否为 +1 (在这种情况下, r 等于 $c_1 + c_2$)、两种符号是否为 -1 (在这种情况下, r 等于 $-(c_1 + c_2)$) 或者符号是不同的。在前两种情况的任一个中, 符号被唯一确定, 并且不需要对这些符号的进一步处理。在最后一情况下, 有可能确定哪个符号 +1 或 -1 以较大功率被接收。如果接收信号在复平面上的距离更接近 $c_1 + c_2$ 而不是 $-(c_1 + c_2)$, 则更强的一个是 +1, 反之亦然。因此, 例如可通过假定预期用户具有更强的信号, 即假定 c_1 的绝对值大于 c_2 的绝对值, 来确定来自预期用户的符号的值。或者, 可采用循环冗余校验 (CRC) 代码来分别确定哪个信道属于预期用户和干扰用户, 下面进一步进行描述。

[0077] 由于接收信号的许多组合一般可用于计算信道响应, 因此可执行统计处理, 它将减小任何噪声的影响。

[0078] 预期和干扰信号的时间无关信道则是已知的, 以及预期信号的信道则可易于应用于均衡级。因此看到, 仅从训练序列信号部分得到的信道估算和检测可通过分析训练序列外部的信号部分 (反之亦然) 以及通过假定存在共序列干扰来细化。

[0079] 还可能通过假定共序列干扰的存在来执行联合检测和估算过程。下面采用逐幸存信道跟踪给出一个实例。但是, 这样的逐幸存信道跟踪是先有技术已知的。

[0080] 设 $c_1(n)$ 和 $c_2(n)$ 分别表示预期和干扰信号的信道响应, 以及设 L_1 和 L_2 表示其相应长度。另外, 设 $s_1(n)$ 和 $s_2(n)$ 分别表示预期和干扰信号的传送符号。在联合检测均衡器的格栅的各级 n , 总共有 $M_1^{L_1-1} \times M_2^{L_2-1}$ 种状态, 其中, M_1 和 M_2 分别表示预期和干扰信号的星座点的数量。 $M_1 = 2$ 用于高斯最小频移键控 (GMSK) 以及 $M_1 = 8$ 用于 8 相相移键控 (8PSK), 它们是例如 GSM/EDGE 中采用的调制方案。这些状态的每个可表示为：

[0081] $s(n) = (s_1(n), s_2(n))$

[0082] 其中

[0083] $s_1(n) = (s_1(n), s_1(n-1), \dots, s_1(n-L_1+2))$

[0084] 以及

[0085] $s_2(n) = (s_2(n), s_2(n-1), \dots, s_2(n-L_2+2))$

[0086] 每个格栅状态 $(s_1(n), s_2(n))$ 具有来自格栅的前一级的 $M_1 \times M_2$ 个输入分支或转变。

[0087] 当信道响应 $c_1(n)$ 和 $c_2(n)$ 为已知时, 假定的接收信号 $\hat{r}$ 可对于各状态转变计算为：

[0088]
$$\hat{r}(n, s(n), s(n-1)) = \sum_{k=0}^{L_1-1} c_1(k) s_1(n-k) + \sum_{k=0}^{L_2-1} c_2(k) s_2(n-k)$$

[0089] 与各状态转变关联的是由 $dM(n, s(n), s(n-1))$ 表示的分支度量, 它是那个状态转变的接收信号 $r(n)$ 与相应假定信号 $\hat{r}(n, s(n), s(n-1))$ 之间的“接近程度”的量度。例如, 接近程度的一般量度是由下式给出的欧几里德距离：

$$[0090] \quad dM(n, s(n), s(n-1)) = |r(n) - \hat{r}(n, s(n), s(n-1))|^2$$

[0091] 在格栅的各级, 只有到每个状态的一个转变作为幸存者被保留, 即具有最低累计度量的转变, 由下式给出:

$$[0092] \quad M(n, s(n)) = \min_{s(n-1)} \{M(n-1, s(n-1)) + dM(n, s(n), s(n-1))\}$$

[0093] 其中, $M(n-1, s(n-1))$ 表示前一级 $(n-1)$ 的格栅状态 $s(n-1)$ 的最低累计度量。

[0094] 当预期或干扰信号的某个传送符号在时间 n 为已知时, 有可能通过把大偏置添加到相应的“不正确”状态转变的分支度量 $dM(n, s(n), s(n-1))$, 把这个已知信息加入格栅。这将迫使格栅算法仅在对应用于传送符号的正确路径当中进行选择。

[0095] 当信道响应 $c_1(n)$ 和 $c_2(n)$ 不是已知时, 它们可在格栅均衡期间以下面所述方式来估算或跟踪, 这也是本领域的技术人员众所周知的, 参见例如 Haykin 的“自适应滤波器理论”(第 3 版, Prentice Hall, New Jersey, U. S. A., 1996, 第 365-438 页)。以某些初始信道估算值 $c_1^{(0)}(n)$ 和 $c_2^{(0)}(n)$ 开始, 级 n 的信道估算值可对于各分支采用众所周知的最小均方 (LMS) 算法按照下式来更新:

$$[0096] \quad \mathbf{c}_i^{(n+1)} = \begin{pmatrix} c_i^{(n+1)}(0) \\ c_i^{(n+1)}(1) \\ \vdots \\ c_i^{(n+1)}(L_i - 1) \end{pmatrix} = \mathbf{c}_i^{(n)} + \mu \mathbf{S}_i(n)^H \mathbf{e}(n)$$

[0097] 其中

$$[0098] \quad \mathbf{e}(n) = r(n) - \sum_{k=0}^{L_1-1} c_1^{(n)}(k) s_1(n-k) - \sum_{k=0}^{L_2-1} c_2^{(n)}(k) s_2(n-k)$$

[0099] 以及其中, $\mathbf{S}_i(n) = [s_i(n), s_i(n-1), \dots, s_i(n-L_i+1)]$, μ 表示跟踪算法的步长。步长是设计参数, 它控制收敛速率与收敛估算值的质量之间的折衷。或者, 信道估算值也可采用递归最小平方 (RLS) 算法来更新, 参见例如 Haykin 的“自适应滤波器理论”(第 3 版, Prentice Hall, New Jersey, U. S. A., 1996, 第 562-587 页), 它在计算上更为复杂, 并且也是本领域的技术人员众所周知的。

[0100] 按照以上方案基于两个无关的未知信号的信道估算计算通常在计算上是相当高要求的, 以及所得信道估算值可能不是很精确。但是, 如果已知存在共序列干扰, 则训练序列期间的已知关系可用于通过上述偏置的添加在格栅转变中施加附加约束。例如, 已知的是, 如果存在充分的时间校准, 则信号 s_1 和 s_2 在训练序列期间是相同的。或者, 根据任何传统估算方法在训练序列上得到的初始信道估算值将提供作为信道响应 c_1 和 c_2 的总和的信道响应 c 。这类关系可用来减小以上方案的计算复杂度和 / 或提高整体精确度。

[0101] 以上所述的过程产生两个信道估算值, 即 $c_1(n)$ 和 $c_2(n)$ 。但是, 接收机可能不会立即清楚地知道 $c_1(n)$ 或 $c_2(n)$ 是否对应于预期信号的信道。解决这个不确定性的一个简单方法是把具有最大能量 (或平方范数) 的信道估算值分配为预期信号的信道估算值。这个方法假定来自预期发射机的信号功率应当大于来自干扰发射机的信号功率。解决这种不确定性的一个备选方法是采用各解调比特序列内部所存储的内容, 例如传送比特序列中普遍嵌入的奇偶校验码或 CRC 校验码。例如, 接收机可在信道编码中采用两个解调比特序列的每个, 它们分别对应于 $c_1(n)$ 和 $c_2(n)$ 。对应于在信道解码期间传递奇偶校验码或 CRC 校

验码的解调比特序列的信道估算值被选作预期信号的信道估算值。

[0102] 在图 9 中,根据本发明的信道估算方法的一个实施例的主要步骤表示为流程图。该方法可作为图 6 的步骤 262 来应用。在步骤 263,执行联合检测和信道估算过程,假定共序列干扰的存在。在一个实施例中,联合检测和信道估算可对第一以及第二信号部分执行,从而在信号部分之间出现信道响应的差异被认为是具有不同值的预期和干扰信号。在另一个实施例中,联合检测和信道估算过程包括逐幸存信道跟踪。因此,第一信号部分中的共序列干扰的存在可用于构成施加到信道跟踪的附加约束。附加约束例如可作为对分支度量的偏置来引入。

[0103] 以上所述信道估算方法还可与任何共序列干扰检测方法共同应用。这种方法的一个实施例的主要步骤如图 10 所示。过程在步骤 200 开始。在步骤 210,信号被接收,它包含训练序列以及其它数据。在步骤 240 执行任何可能的共序列干扰的存在的检测。在步骤 250,检查在步骤 240 中是否检测到共序列干扰,如果检测到,则过程继续步骤 263,否则过程在步骤 299 结束。在步骤 263,执行联合检测和信道估算过程,其中假定共序列干扰的存在。过程在步骤 299 结束。

[0104] 在以上所述的实施例中,共序列干扰的检测和 / 或减小在包含可能相互干扰的无线电信号的系统中执行。但是,方法也可用于传送采用训练序列的信号的任何系统。非排他实例是通过电缆或光纤传送的信号。

[0105] 以上所述的实施例要被理解为本发明的几个说明性实例。本领域的技术人员会理解,可以对实施例进行各种修改、组合及变更,而没有背离本发明的范围。具体来说,不同实施例中的不同部分解决方案在其它配置中、在技术上可行的情况下可进行组合。但是,本发明的范围由所附权利要求来定义。

[0106] 参考文献

[0107] 公开国际专利申请 WO 98/59443。

[0108] 公开美国专利申请 2003/0026223。

[0109] J. Karlsson、J. **Heinegård** 的“用于 GSM 的抗干扰组合”(Proc. of the 5th IEEE International Conference on Universal Personal Communications, 1996, Vol. 1, 第 433-437 页)。

[0110] D. **Bladsjö**、A. **Furuskär**、S. **Jäverbring**、E. Larsson 的“用于 EDGE-GSM 中的增强数据率和 TDMA/136 的采用天线分集的干扰消除”(Proc. of the 50th IEEE Vehicular Technology Conference, 1999 年秋, Vol. 4, 第 1956-1960 页)。

[0111] Haykin 的“自适应滤波器理论”(第 3 版, Prentice Hall, New Jersey, U. S. A., 1996, 第 365-438、562-587 页)。

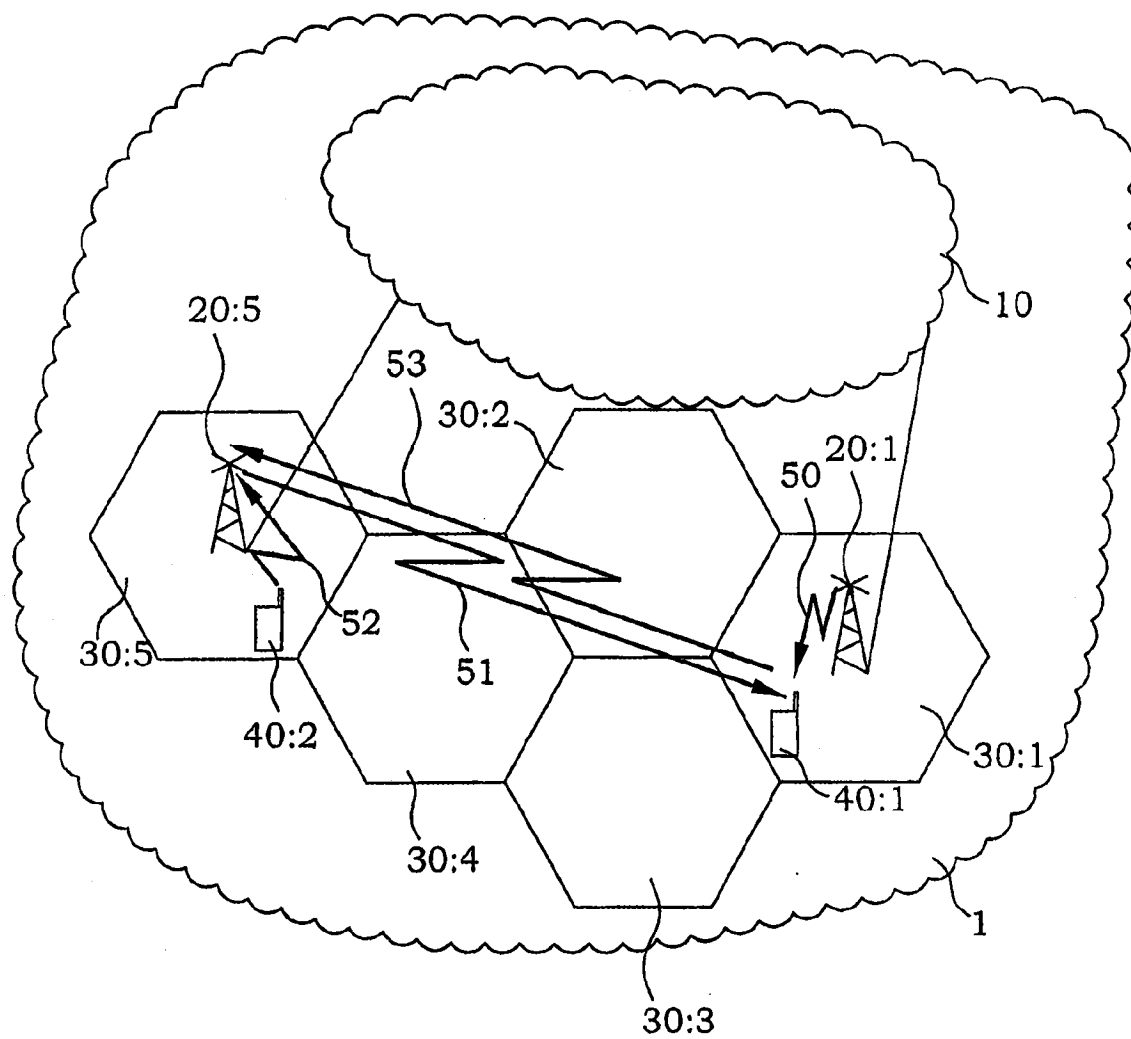


图 1

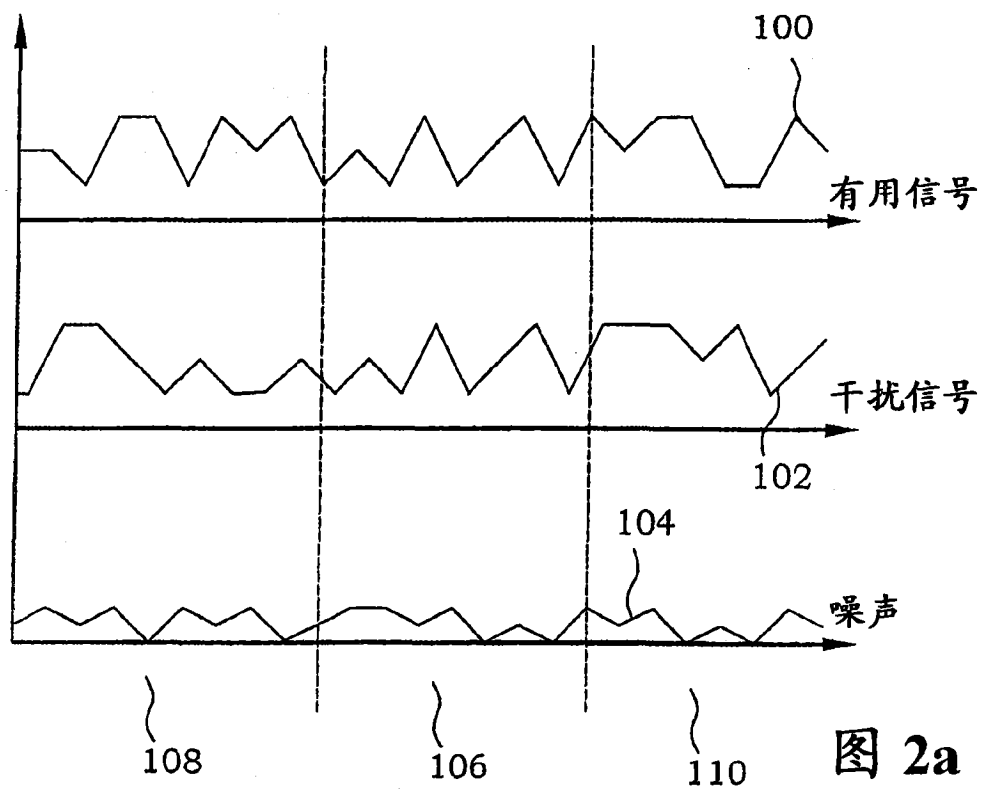


图 2a

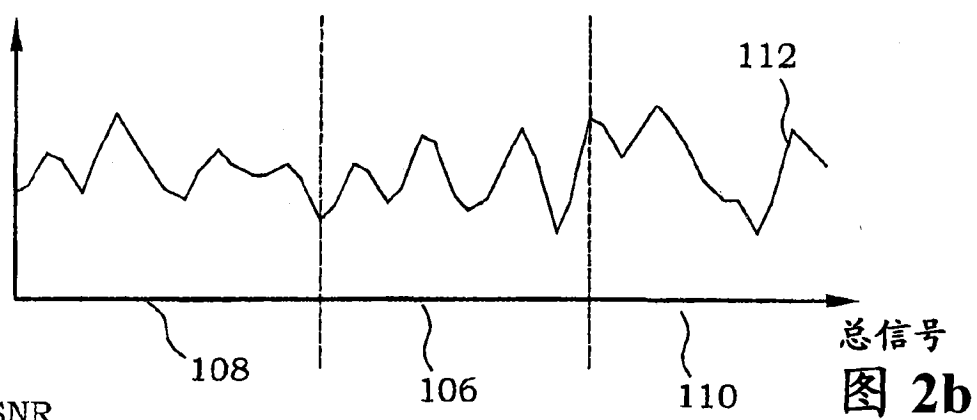


图 2b

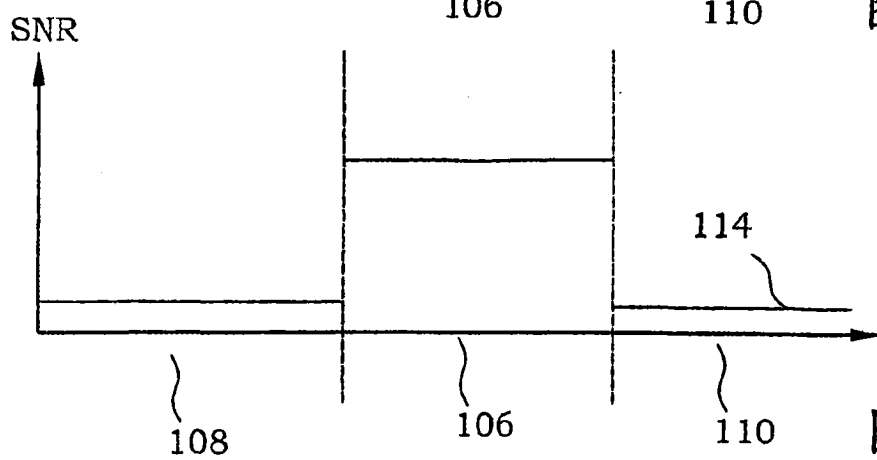


图 2c

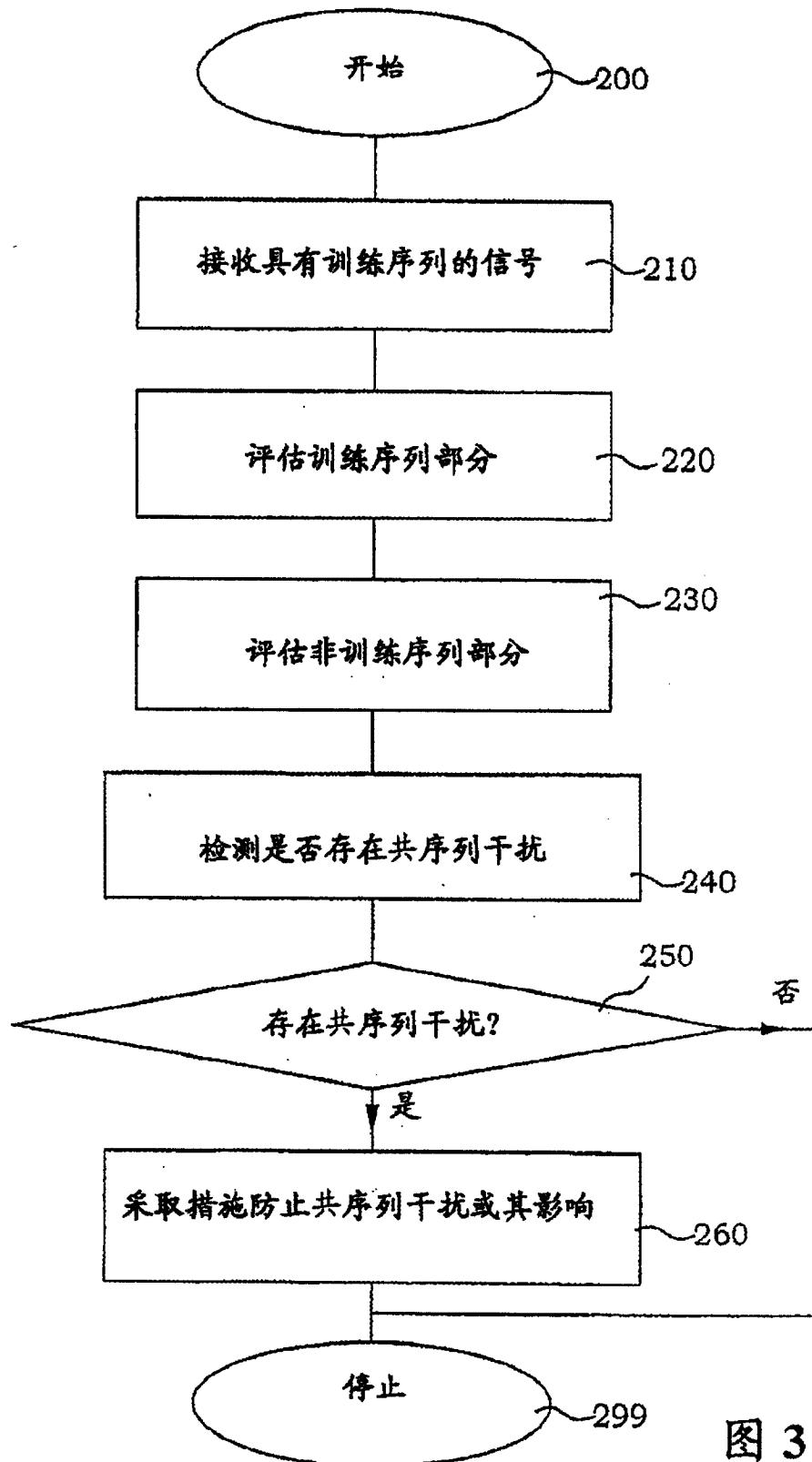
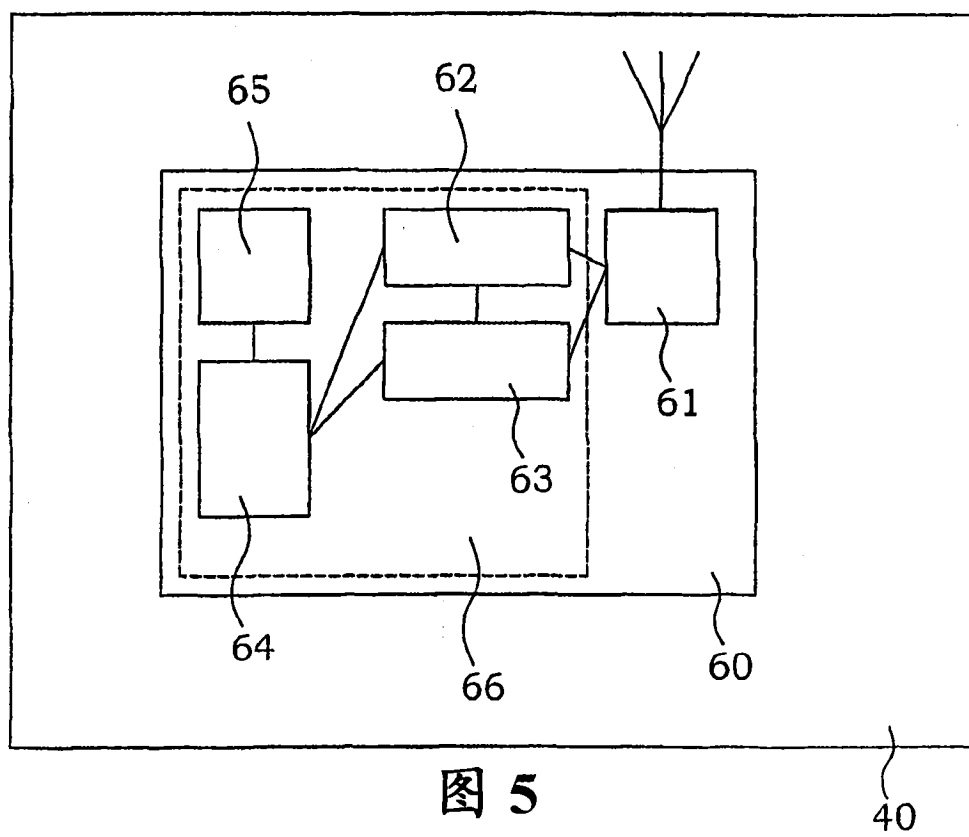
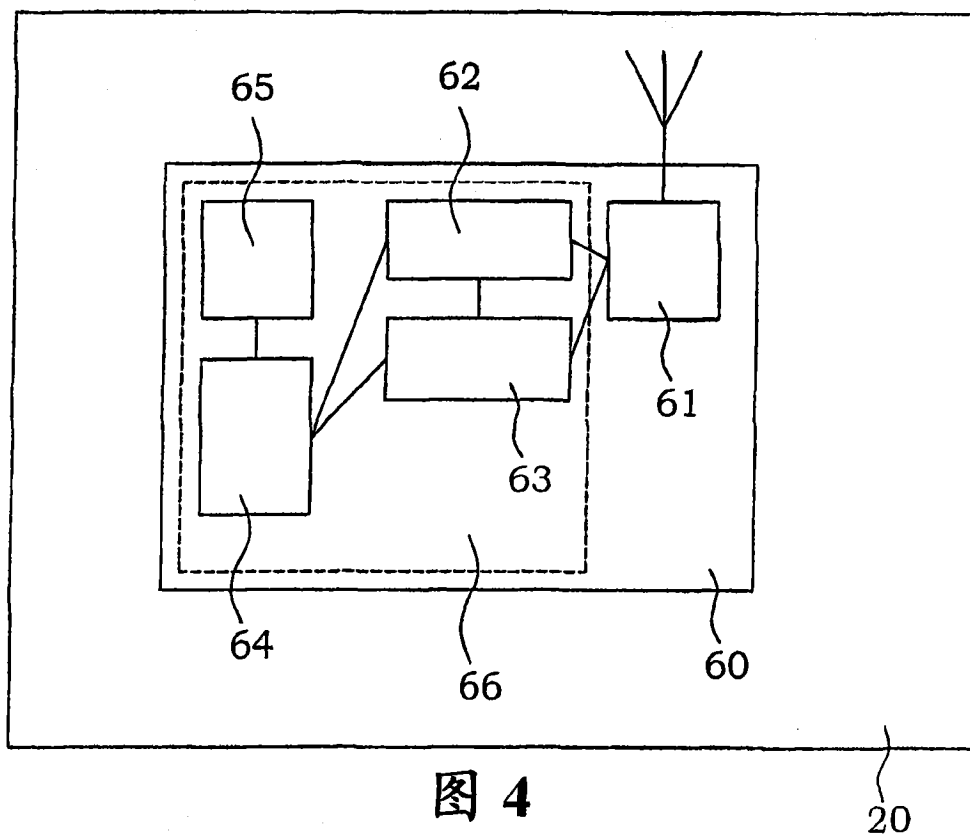


图 3



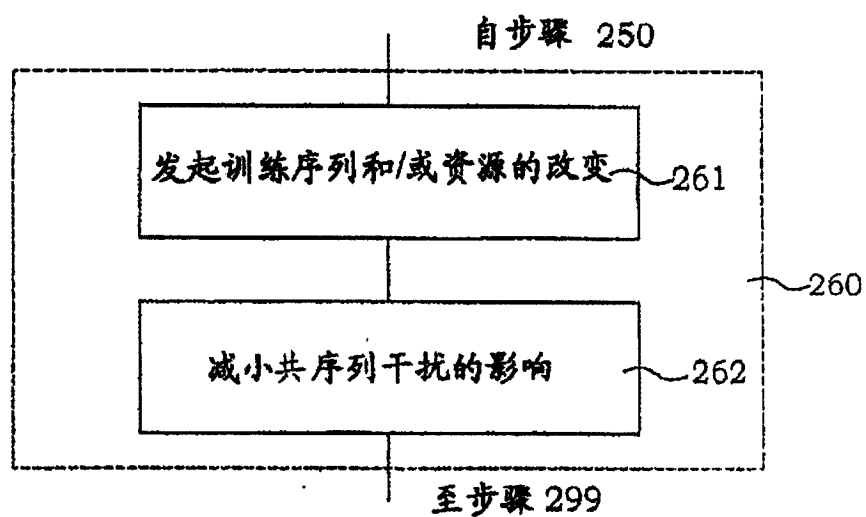


图 6

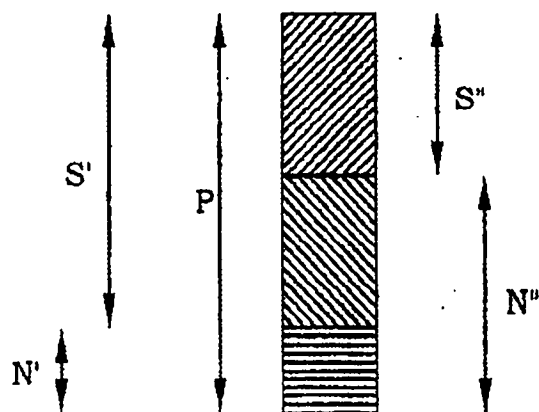


图 7

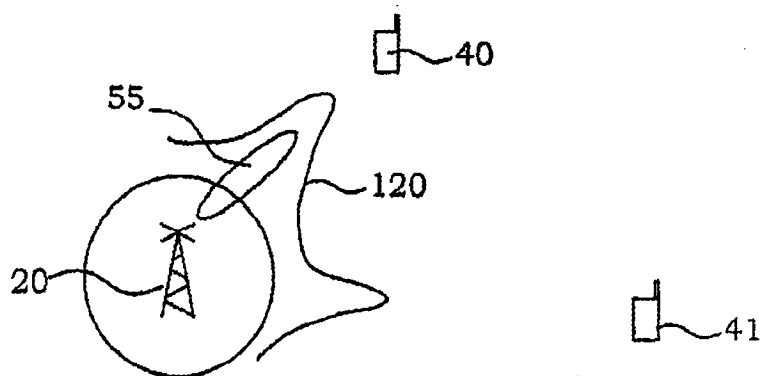


图 8

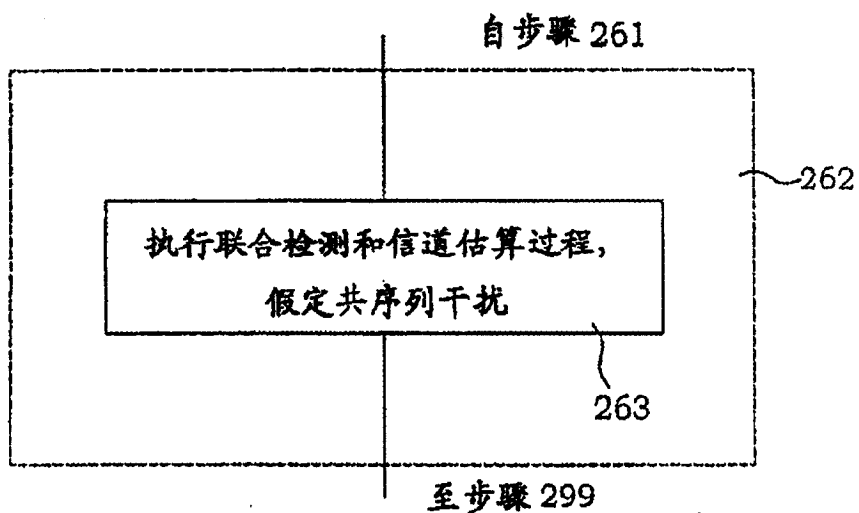


图 9

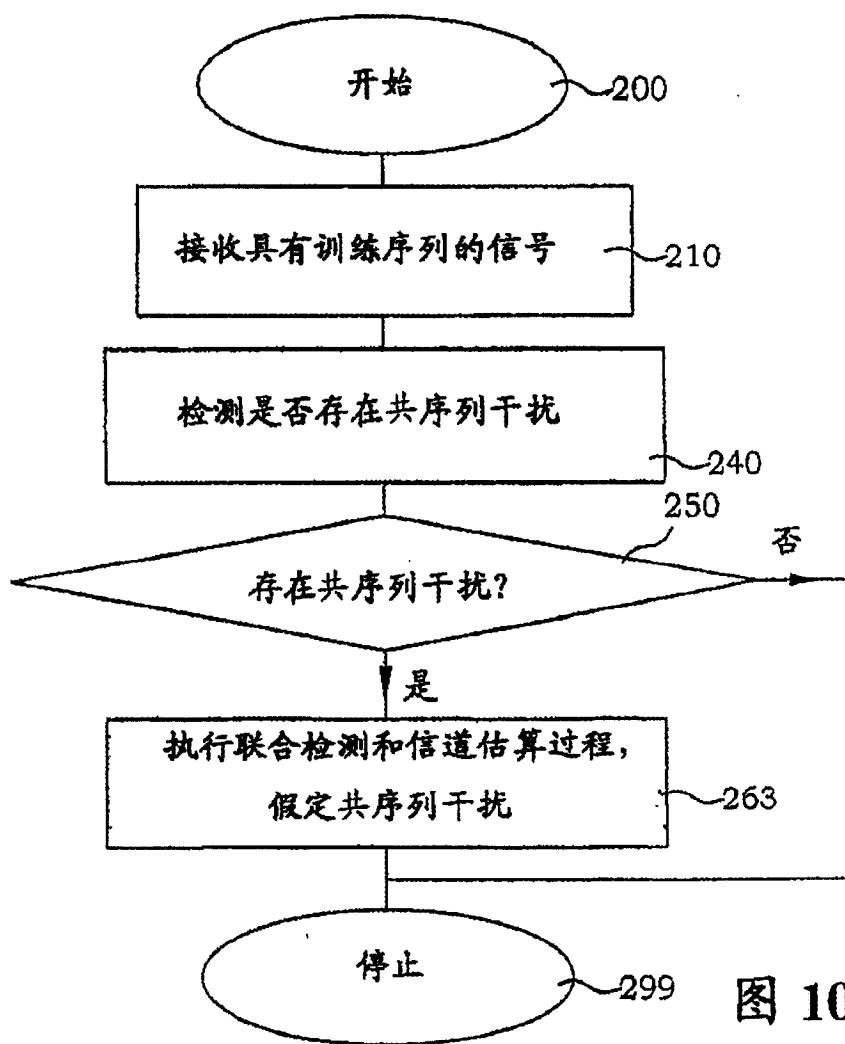


图 10