



(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 101103563 B

(45) 授权公告日 2011. 11. 23

(21) 申请号 200580046894. 7

(22) 申请日 2005. 06. 08

(30) 优先权数据

0500199-5 2005. 01. 21 SE

(85) PCT申请进入国家阶段日

2007. 07. 19

(86) PCT申请的申请数据

PCT/EP2005/052627 2005. 06. 08

(87) PCT申请的公布数据

W02006/076969 EN 2006. 07. 27

(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 T·威格伦 G·皮特斯

T·奥斯特曼

(74) 专利代理机构 中国专利代理(香港)有限公

司 72001

代理人 曾祥尧 刘红

(51) Int. Cl.

H04W 24/00 (2009. 01)

H04W 52/14 (2009. 01)

(56) 对比文件

WO 0209326 A1, 2002. 01. 31,

US 2004162101 A1, 2004. 08. 19,

审查员 谷波

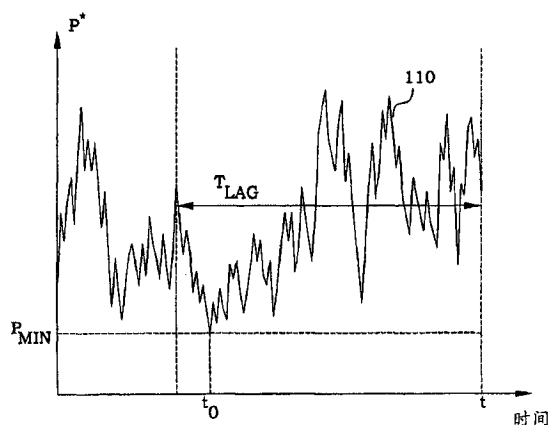
权利要求书 1 页 说明书 8 页 附图 4 页

(54) 发明名称

用于上行链路负载估算的方法和装置

(57) 摘要

热噪声功率电平固有的不可观测性通过经由时间估计来估算热噪声功率电平的上限而被绕开。瞬时总接收宽带功率在接收机中被测量。优选的是,还提供在同一小区中使用的所有链路的瞬时功率总和。在时间周期(T_{LAG})内,优选地为瞬时总接收宽带功率和同一小区中使用的所有链路的瞬时功率总和之间的差的量(p^*)被跟踪(110)。该量的最小值(P_{MIN})则用作热噪声功率电平上限的估算值。优选的是,时间周期被配置为滑动窗口。然后可计算改进的噪声增量的确定并将其用于控制小区内的业务。



1. 一种用于蜂窝电信系统 (50) 中的热噪声功率估算的方法, 包括下列步骤:

在接收机中测量 (210) 瞬时总接收宽带功率以及所述接收机 (20) 相关联的所述蜂窝电信系统 (50) 的小区 (30) 中使用的所有链路的瞬时功率总和;

确定 (212) 在时间周期内所述总接收宽带功率与所述小区 (30) 中使用的链路的所述功率总和之间的差的极值; 以及

从所述极值估算 (214) 由所述接收机测量时的热噪声功率电平的上限。

2. 如权利要求 1 所述的方法, 其中所述极值是最小值。

3. 如权利要求 1 或 2 所述的方法, 其中所述时间周期由预定长度的滑动窗口确定。

4. 一种用于蜂窝电信系统中的负载估算的方法, 包括下列步骤:

按照权利要求 1 至 3 中的任何一项估算热噪声功率电平的上限; 以及

计算瞬时噪声增量的估算值为所述瞬时总接收宽带功率和所述热噪声功率电平的所述上限之间的比率, 其中所述瞬时噪声增量的估算值被视为负载估算值。

5. 一种用于蜂窝电信系统中的业务控制的方法, 包括下列步骤:

按照权利要求 4 估算负载; 以及

基于所述负载估算值控制所述小区中的业务。

6. 如权利要求 5 所述的方法, 其中所述业务是 WCDMA 类型蜂窝系统中的增强上行链路业务。

7. 一种用于蜂窝电信系统 (50) 中的热噪声功率估算的装置, 包括:

用于在接收机 (10、20) 中获得瞬时总接收宽带功率的测量结果的部件 (60);

用于获得所述接收机 (20) 相关联的所述蜂窝电信系统 (50) 的小区 (30) 中使用的所有链路的瞬时功率总和的测量结果的部件;

用于确定在时间周期内所述总接收宽带功率与所述小区 (30) 中使用的链路的所述功率总和之间的差的极值的部件 (61); 以及

用于从所述极值估算由所述接收机测量时的热噪声功率电平的上限的部件 (62)。

8. 如权利要求 7 所述的装置, 其中所述极值是最小值。

9. 如权利要求 7 或 8 所述的装置, 其中所述用于获得瞬时总接收宽带功率的测量结果的部件是用于在所述接收机中测量 (60) 所述瞬时总接收宽带功率的部件。

10. 如权利要求 7 所述的装置, 其中所述时间周期由预定长度的滑动窗口来确定。

11. 如权利要求 7 或 8 所述的装置, 还包括用于计算瞬时噪声增量的估算值为所述瞬时总接收宽带功率和所述热噪声功率电平的所述上限之间的比率的部件。

12. 如权利要求 7 或 8 所述的装置, 还包括用于基于所述瞬时噪声增量控制所述小区中业务的部件。

13. 如权利要求 12 所述的装置, 其中所述业务是 WCDMA 类型蜂窝系统中的增强上行链路业务。

14. 如权利要求 7 或 8 所述的装置, 其中所述装置至少部分包括在无线电基站 (51) 中。

15. 如权利要求 7 或 8 所述的装置, 其中所述装置至少部分包括在无线网络控制器 (52) 中。

用于上行链路负载估算的方法和装置

技术领域

[0001] 本发明通常涉及电信网络,具体涉及蜂窝电信网络中的负载估算领域。

背景技术

[0002] 宽带码分多址 (WCDMA) 电信系统具有可用于电信业务的未来发展的许多吸引人的特性。例如在 WCDMA 和类似系统中的特定技术问题是增强上行链路信道对其中干扰条件适合以及其中在所讨论小区的上行链路中存在足够容量以支持增强上行链路信道的时间间隔的调度。众所周知,小区的现有用户全都对 WCDMA 系统的上行链路中的干扰电平有影响。这是因为在使用 CDMA 技术时小区的所有用户和公用信道在相同的频带中传输。小区的负载直接与同一小区的干扰电平有关。

[0003] 为了保持小区的稳定性,负载需要保持低于某一水平。这是因为至少在 WCDMA 中大多数上行链路用户信道服从功率控制。这个功率控制的目的在于将各信道的接收功率电平保持在某一信号干扰比 (SIR),以便能够满足特定业务要求。这个 SIR 电平通常是这样的:无线电基站 (RBS) 中的接收功率低于干扰电平若干 dB。所谓的 RAKE 接收机中的解扩则使各信道增强到可以例如通过稍后在信号处理链中的信道解码器和语音编解码器进一步处理传输比特的信号电平。

[0004] 因为 RBS 试图使各信道保持在它的特定优选的 SIR 值,所以可能碰巧附加用户提高了干扰电平,从而即刻对于其他用户减小了 SIR。RBS 的响应是命令对所有其他用户增加功率,可能更增加了干扰。通常,这个过程在某一负载水平以下保持稳定。在高容量信道突然出现的情况下,干扰的提高变大并且所谓功率冲击的不稳定性的风险增加。因此有必要调度像 WCDMA 中的 E-UL 信道之类的高容量上行链路信道,使得可以确保避免不稳定性。为了做到这一点,必须在 RBS 中估算瞬时负载。这使得能够估算到不稳定点剩余的容量余量。

[0005] CDMA 系统中小区的负载通常表述为噪声增量或热增量 (ROT)。精确的数学定义将在下面的描述中详细定义。在这里,足以确定为了建立噪声增量估算值,噪声基底(理论上为热噪声)和总功率电平需要是已知的。在接收机中容易测得总功率电平。然而,噪声基底更难以估算。按照现有技术的噪声基底的估算值通常与相对较大的不确定性相关联,其甚至可能与整个可用容量余量同一数量级。因此在没有改进连接于此的负载估算的情况下实现增强上行链路信道功能性将确实是非常困难的。

发明内容

[0006] 现有技术的通信网络的一般问题是给予负载估算的精度使细致的负载控制变得困难。具体地说,与增强上行链路信道有关的噪声增量的确定遭遇到主要由估算噪声基底的难度导致的大不确定性。

[0007] 本发明的一般目的是为负载估算提供改进的方法和装置。本发明的另一个目的是提供给出噪声增量的更精确确定的方法和装置。本发明的又一个目的是提供用于改进噪声基底估算的方法和装置。

[0008] 上述目的利用按照所附专利权利要求所述的方法和装置来达到。一般说来,热噪声功率电平固有的不可观测性通过经由跟踪时间变化估算热噪声功率电平的上限而被绕开。在接收机中测得瞬时总接收宽带功率。优选的是,还提供与接收机同一小区中使用的所有通信链路的瞬时功率总和。在时间周期内跟踪从瞬时总接收宽带功率导出的量,优选的为瞬时总接收宽带功率和同一小区中使用的所有链路的瞬时功率总和之间的差。通常为最小值的该量的极值则被用作热噪声功率电平上限的估算值。优选的是,时间周期被配置成滑动窗口。然后可计算改进的噪声增量确定并将其用于控制小区内的业务。

[0009] 因此,本发明的优点是,甚至在相邻小区干扰和外部干扰源存在的情况下能够在RBS中精确估算噪声增量。

[0010] 本发明另外的优点是可避免RBS中代价较大的前端比例因子的校准。

附图说明

[0011] 通过参考下面的说明以及附图可以最好地理解本发明连同其另外的目的和优点,其中:

[0012] 图1示出执行负载估算的无线电基站的信号链;

[0013] 图2示出简化的典型功率控制模型;

[0014] 图3说明小区中噪声增量和总比特率之间的典型关系;

[0015] 图4是发生于典型的移动通信网络中的信号功率的示意图解;

[0016] 图5是说明从总接收功率测量结果导出的功率量的典型时间变化的图示;

[0017] 图6是按照本发明的系统的实施例的主要部分的框图;以及

[0018] 图7是按照本发明的方法的实施例的主要步骤的流程图。

具体实施方式

[0019] 通过关于如何执行负载估算和现有技术解决方案所遭遇的问题的有些深度的讨论来介绍本详细描述,以便揭示其严重性。

[0020] 图1描述了RBS的典型信号链。来自天线1的接收宽带信号首先通过由电缆、光纤等组成的模拟信号调节链2。部件当中的变化连同温度漂移使得当信号进入接收机3时系统的这部分的比例因子将有大约2-3dB的不确定。在接收机3中,许多操作发生。对于负载估算,必需在某个阶段测得总接收宽带功率,在图1中用5表示。此外,在这个实施例中,假定代码功率测量结果在阶段6可获得。估算量的参考点被称为4。图1示意性示出其中估算量有效并且其中进行测量的链中的点。

[0021] 在详细说明中,使用下面的通用符号:

[0022] 在接收机中执行总接收宽带功率的测量。该测量结果用 $P^{\text{Total}}(t)$ 表示,其中 t 表示离散时间。测量速率是 $T^{-1}\text{Hz}$ 。

[0023] 可以在接收机中为在服务小区的所有控制信道执行代码功率的测量。这些测量结果用 $P_{i, \text{Measurement}}^{\text{Code}}(t)$ 表示。测量速率为 $T_i^{-1}\text{Hz}$ 。

[0024] 不直接测量与控制信道 i 对应的数据信道 i (CS或PS)的代码功率。相反,它从属于实际接收代码信号功率为

[0025]
$$P_i^{\text{Code, Data}}(t) = n_{\text{Code}} \left(\beta_i^{\text{Data}}(t) / \beta_i^{\text{Control}}(t) \right)^2 P_i^{\text{Code, Control}}(t) \equiv \eta_i(t) P_i^{\text{Code, Control}}(t),$$

[0026] 其中比例因子 $\eta_i(t)$ 取决于业务并且在接收机中在可能被延迟到 TFCI 解码之后的任何给定时刻是已知的。 n_{Code} 表示在连接中使用的代码的有效数目。

[0027] 所有采样周期中存在最小的采样周期,从而使得所有其他采样周期是该采样周期的整数倍。

[0028] 将在整个公开中使用的量是 $P_i^{\text{Code}}(t)$,其用于表示总信道 i 的控制信号功率和数据信道功率的总和。注意,测量结果 $P_{i,\text{Measurement}}^{\text{Code}}(t)$ 仅度量了控制信道功率。因此在理想的无噪声情况中

$$[0029] \quad P_{i,\text{Measurement}}^{\text{Code}}(t) = \frac{1}{1 + \eta_i(t)} P_i^{\text{Code}}(t)。$$

[0030] 在图 2 中,说明信道 i 的简单功率控制环路的原理。设置了表示为 $(C/I)^T$ 的、用于 C/I 的目标 10 并且基于此,因子 L_i^T 被计算 11,这个因子代表标为 P^{Total} 的总功率 12 和标为 P_i^{CodeRef} 的信道的代码参考值 14 之间的关系。因此,因子 L_i^T 与总功率 12 相乘 13 以提供代码参考值 14。从代码参考值 14 中减去 15 所用代码功率以得到任何与期望值的偏差并且差用作内环控制器 16 的输入。内环控制器运行,以便取得零稳态误差。误差项 18 通常被添加 17 到内环控制器 16 的输出,从而给出标为 P_i^{Code} 的信道 i 的所测量输出信道功率 19。这个输出功率 19 接着用于对减法器 15 的反馈。

[0031] 因为输出信道功率 19 的变化影响总功率 12,所以功率控制外环同样存在,从而连接所有输出信道功率和总功率 12。

[0032] 正如在背景部分所指明的,引入附加信道的结果变为总功率 12 的增加。如从图 2 看到的,总功率 12 的增加使得输出信道功率 19 增加。经由功率控制外环,这又将进一步增加总功率 12。对于相对较低的负载以及对于相对较小的附加负载,在某个阈值下,这个控制行为通常是稳定的。然而,当超过这个阈值时,或者对于非常大的附加负载,不稳定性可能发生。

[0033] 图 3 是说明这些条件的示意图。定义为总功率和天线连接器测量时的热噪声电平 P_N 之间比率的噪声增量 N_R 还被称为噪声基底,它是负载的度量。在噪声增量阈值 N_R^{thr} 以上,情况变得不稳定。总比特率和噪声增量 N_R 之间的关系 100 由控制环的设计得知,并且一旦瞬时噪声增量 N_R 已经确定,就可执行附加信道的计划。极容量 C_{pole} 表示比特率中的最大容量。阈值 N_R^{thr} 和由热噪声电平 P_N 定义的电平之间的典型差 ΔN 通常为 7dB。然而,噪声基底或热噪声电平 P_N 不容易得到。例如,因为接收机中比例因子不确定性可能高达 2-3dB,可用余量的大部分受这种引入的不确定性影响。

[0034] 存在难以估算热噪声基底功率的若干原因。如上所述的一个原因是热噪声基底功率以及其他接收功率受模拟接收机前端中的部件不确定性影响。这些不确定性还具有热漂移。

[0035] 另一个原因涉及即使所有测量在数字接收机中进行,也不能直接测量噪声基底,至少不能在 RBS 中直接测量噪声基底。原因是相邻小区干扰和来自外部源的干扰同样影响接收机,并且这类源的任何平均值无法与噪声基底分离。然而,注意,可执行自己小区信道上的功率测量。然而,这样的测量不解决问题。再一个原因是热噪声基底并非总是所求量。存在其中恒定干扰明显影响 RBS 的接收机的情况。这些恒定干扰不会影响上面讨论的稳定性,相反,它们表现为增加的噪声温度,即增加的热噪声基底。

[0036] 除非可以绕开上面列示的问题,除了本领域中昂贵和单独的热噪声基底确定,似乎没有其他的选项,以便取得足够高的负载估算性能。

[0037] 下文提供了功率和干扰测量的数学方法。功率和干扰测量总是被定义在解扩之前。如果求解扩之后的值,则需要以扩频因子换算。可应用类似的换算,以便将若干量转换到信号处理链的任何电平。为了与上面的主要假设一致,下面提到的 C/I 指解扩之前的 C/I。这由符号 $(C/I)_{chip}$ 来反映,其中下标 $_{chip}$ 指芯片速率下的功率。

[0038] 控制信道 i 的干扰电平现在遵循

$$[0039] \quad (C/I)_{chip,i}(t) = \frac{P_i^{Code,Control}(t)}{P^{Total}(t) - P_i^{Code,Control}(t)} \Leftrightarrow$$

$$[0040] \quad P_i^{Code,Control}(t) = \frac{1}{1 + \frac{1}{(C/I)_{chip,i}(t)}} P^{Total}(t) \Leftrightarrow \quad (1)$$

$$[0041] \quad P_i^{Code}(t) = \frac{1 + \eta_i(t)}{1 + \frac{1}{(C/I)_{chip,i}(t)}}$$

[0042] 因此,由此得出,由功率控制外环命令(参照图 2)的负载因子 $L_i^r(t)$ 可以表达为

$$[0043] \quad L_i^r(t) = \frac{1 + \eta_i(t)}{1 + \frac{1}{(C/I)_{chip,i}^r(t)}} \quad (2)$$

[0044] 再次注意,时间索引表示相对干扰值的(缓慢的)功率控制外环更新。

[0045] 还注意,以(解扩后定义的)SIR 值表达的解扩前的代码功率和总功率之间的对应关系是

$$[0046] \quad P_i^{Code}(t) = \frac{1}{N_i} \frac{1 + \eta_i(t)}{1 + \frac{1}{SIR_i(t)}} P^{Total}(t) \quad (3)$$

[0047] 其中 N_i 是扩频因子。

[0048] 用于负载估算的所求量如前所述通常是由下式定义的噪声增量 $N_R(t)$

$$[0049] \quad N_R(t) = \frac{P^{Total}(t)}{P_N}, \quad (4)$$

[0050] 其中 P_N 是由天线连接器测得时的热噪声电平。剩下的是利用数学方法定义 $P^{Total}(t)$ 的含意。这个相对度量不受所应用的任何解扩影响。这里所使用的定义为

$$[0051] \quad P^{Total}(t) = \sum_{i=1}^N P_i^{Code}(t) + P^{E+N}(t) + P_N, \quad (5)$$

[0052] 同样在天线连接器处测得。在这里, $P^{E+N}(t)$ 表示从相邻小区 (N) 中接收的以及从 WCDMA 系统外部的源 (E) 接收的功率。在这里主要困难是需要将热噪声功率与来自相邻小区的干扰分离。

[0053] 图 4 说明对与 RBS 20 有关的功率测量的影响。RBS 20 与小区 30 相关联。在小区 30 内,存在许多移动终端 25,它们在不同链路上与 RBS 20 通信,每个移动终端对总接收功率的影响为 $P_i^{Code}(t)$ 。小区 30 具有相同 WCDMA 系统内的许多相邻小区 31,每个相邻小区

与 RBS21 相关联。相邻小区还包括移动终端 26。移动终端 26 发出射频功率并且所有这类影响的总和用 P^N 表示。还可能存在其他网络外部辐射源,例如雷达站 41。来自这类外部源的影响用 P^E 表示。最后, P_N 项从接收机本身产生。

[0054] 上面简单提到的特定问题是,根据定义,信号参考点位于天线连接器处。然而,测量结果是在模拟信号调节链之后在数字接收机中获得的。模拟信号调节链确实引入了难以补偿的 2-3dB 的比例因子误差。幸运的是,(5) 的所有功率都同样地受该比例因子误差影响,因此在计算 (4) 时,比例因子误差被消为

$$[0055] \quad N_R(t) = N_R^{Digital\ Receiver}(t) = \frac{P^{Total, Digital\ Receiver}(t)}{P_N^{Digital\ Receiver}} = \frac{\gamma(t) P^{Total, Antenna}(t)}{\gamma(t) P_N^{Antenna}} =$$

$$[0056] \quad = \frac{P^{Total, Antenna}(t)}{P_N^{Antenna}} = N_R^{Antenna}(t)$$

[0057] 显然,除非在无线电基站之间引入了附加信令, $P^{E+N}(t)$ 和 P_N 是不可直接测量的,因此需要以某种方式来估算或消除。

[0058] 在其中 $SIR_i^T(t)$ 以及因此 $(C/I)_{chip, i}^T$ 未改变以及其中功率控制适当工作的周期内,假定快速功率控制环高效工作,则控制信道和对应稳态数据信道的接收代码信道功率应当是相对恒定的。适当动态模型则由离散时间随机行走给出

$$[0059] \quad P_i^{Code}(t + T_{min}) = P_i^{Code}(t) + w_i^{Code}(t) \quad (7)$$

[0060] 在这里,假定 $w_i^{Code}(t)$ 是零均值白高斯分布。

[0061] 注意,随机行走是适当的模型,因为功率是正量。在包括具有时间常数的模型的情况下,可得出,同样需要引入该模型的正输入信号,并且估算它的值。具体来说,随机行走是一种表达估算量“几乎恒定”的方式。

[0062] 另一方面,在其中例如由于不良信道条件、RAB 变化或改变分组业务导致 $(C/I)_{chip, i}^T(t)$ 改变的情况下,需要更通用的模型。通过引入按照图 2 的快速功率控制环的简单模型可包括这种模型。

[0063] 通过功率控制外环更新 $(C/I)_{chip, i}^T(t)$ 。通过使总功率 $P^{Total}(t)$ 乘以用于信道的控制和数据信道部分之和的负载因子,获得信道的代码功率参考值 $P_i^{CodeRef}(t)$ 。

[0064] 在这种更通用的情况中,适于假定控制器 16 (图 2) 包含积分器运算以便获得零稳态误差。在使用纯积分器的情况下,代码功率的差分方程变为

$$[0065] \quad P_i^{Code}(t + T_{min}) = P_i^{Code}(t) + K(P_i^{CodeRef}(t) - P_i^{Code}(t)) + w_i^{Code}(t) \quad (8)$$

$$[0066] \quad P_i^{CodeRef}(t) = \frac{1 + \eta_i(t)}{1 + \frac{1}{(C/I)_{chip, i}^T(t)}} P^{Total}(t), \quad i = 1, K, n \quad (9)$$

[0067] 在这里, $(1-K)$ 应当类似于快速功率控制环的真实时间常数。因此, (7) 和 (9) 构成小区的控制和业务信道的建模中的两个备选方案。注意,如接收机中看到的,模型 (9)、(10) 计算参考功率。这个参考功率是快速功率控制环试图取得的同一值。因此,当命令 $(C/I)_{chip, i}^T(t)$ 变化时,应当相当好地模拟信道功率的瞬变。但是,因为功率命令上的误码使得实际命令的终端功率不确定,该模型是不确定的。这需要通过 (9) 的加性系统噪声来捕捉。

[0068] 因为没有关于外部和相邻小区功率的在先信息是可用的,自然将其模拟为随机行

走,即

$$[0069] \quad P^{E+N}(t+T_{\min}) = P^{E+N}(t) + w^{E+N}(t) \quad (10)$$

[0070] 同样,热噪声通过随机行走模型来模拟,但是具有非常小的系统噪声

$$[0071] \quad P_N(t+T_{\min}) = P_N(t) + w_N(t) \quad (11)$$

[0072] 在数字接收机中执行的测量包括总接收宽带功率以及在服务小区内所有相关信道的所接收控制代码功率。无法直接测量热噪声电平以及来自相邻小区和外部源的干扰。代码功率测量可以两种方式的任一种来描述。最直接的方法是使用

$$[0073] \quad P_{i, \text{Measurement}}^{\text{Code}}(t) = \frac{1}{1 + \eta_i(t)} P_i^{\text{Code}}(t) + e_i^{\text{Code}}(t), \quad i = 1, K, n \quad (12)$$

[0074] 作为备选,可通过注释即通过 (5) 展开关系式 (2)

$$[0075] \quad P_{i, \text{Measurement}}^{\text{Code}}(t) = L_i(t) P^{\text{Total}}(t) + e_i^{\text{Code}}(t) = \quad (13)$$

$$[0076] \quad = L_i(t) \left(\sum_{j=1}^N P_j^{\text{Code}}(t) + P^{E+N}(t) + P_N(t) \right) + e_i^{\text{Code}}(t)$$

[0077] 总宽带功率测量结果可由下式表达

$$[0078] \quad P_{\text{Measurement}}^{\text{Total}}(t) = \sum_{i=1}^N P_i^{\text{Code}}(t) + P^{E+N}(t) + P_N(t) + e^{\text{Total}}(t) \quad (14)$$

[0079] 利用数学方法可证明, $P^{E+N}(t)$ 和 P_N 的线性估算不是可观测问题,只有总和 $P^{E+N} + P_N$ 是从可获得的测量结果中观测的。因为两个量均为正,显然每个量无法从两者的总和和估算。

[0080] 同样结果是,没有数学建模可用于使得能够消除 $P^{E+N}(t)$ 和 P_N 其中之一。

[0081] 接受只有总和 $P^{E+N} + P_N$ 可从总宽带功率和所有信道的代码功率的测量中观测到的事实,如果仍可推断出任何有用信息,则必须进行调查。本发明的目的在于,取得绕开上面列示的问题的解决方案,具体为绕开噪声基底是无法从可在 RBS 中获得的测量结果中观测到的量这个基础问题,即,不存在可用于将噪声基底与源于相邻小区干扰和蜂窝系统外部的干扰源的功率平均值分离的常规估算技术的问题。结果是,只有噪声基底的功率和相邻及外部干扰的功率的总和是可观测的。陈述这个事实的简化方式是,在两个(正)数的总和是已知的情况下,则这个信息独自不足以确定这两个数的每一个。

[0082] 按照本发明,下面因此描述了一种通过代替使用随时间的最小功率扩展的观察而重新获得可观察性的方法。按照本发明的解决方法是通过在适当选择的时间间隔上确定噪声基底作为可由总接收宽带功率导出的量的最小值来重新取得可观察性。

[0083] 图 5 说明表示总功率有关的量的时间变化 110 的图示。在典型情况下,总功率有关的量 P^* 是总功率本身或总功率和代码功率之和之间的差的表示。在某些时间间隔内,总功率有关的量呈现高值,对应例如高业务负载周期。然而,在某些场合下,总功率有关的量变小,表明对总功率的许多通常影响未出现。

[0084] 从图 1 的示例可以看出,最小值 $P_{\min}$ 出现在时间 t_0 时。由此,可以推断, P_N 的影响无法大于 $P_{\min}$, 因为所有对总功率的影响是正量,并且 P_N 被认为基本上是恒定的。因此 $P_{\min}$ 是 P_N 的上限。

[0085] 时间滞后优选地在结束于当前时间并具有 T_{Lag} 的持续时间的特定时间窗口内进

行。通过适当选择持续时间 T_{Lag} , 量 $\min_{t' \in [t-T_{Lag}, t]} P^*(t')$ 变为 P_N 的有用估算值。

[0086] 例如, 假定跟踪的量为 $P^{Total}(t) - \sum_{i=1}^N P_i^{Code}(t)$ 。按照 (5), 这将对应于 $P^{E+N}(t) + P_N(t)$ 。考虑到系统的负载通常随每天的时间变化的事实, 可以推测, 在某些时间周期内 $P^{E+N}(t)$ 应当非常小。如果是这样, 倘若滞后 T_{Lag} 选得足够大, 则 $\min_{t' \in [t-T_{Lag}, t]} \left(P^{Total}(t') - \sum_{i=1}^N P_i^{Code}(t') \right)$ 可能是 $P_N(t)$ 的有用估算值, 以便考虑出现在 $[t-T_{Lag}, t]$ 内的非常小的 $P^{E+N}(t)$ 值。注意, 影响 T_{Lag} 内比例因子的温度变化将在这个过程中引入误差。尽管可以补偿模拟信号调节链中的元件之间的固定变化。

[0087] 在优选实施例中, 所建议的解决方案假定在数字接收机中执行小区负载的所有测量。正如从上述数学评估看到的, 这个方法具有至少补偿不会迅速漂移的比例因子误差的可能性。

[0088] 如上所述, 简化的备选方案是估算 $\min_{t' \in [t-T_{Lag}, t]} P^{Total}(t')$ 。在与 $\min_{t' \in [t-T_{Lag}, t]} \left(P^{Total}(t') - \sum_{i=1}^N P_i^{Code}(t') \right)$ 的估算比较时, 这种方法可以推断为

[0089] • 具有更低的计算复杂性, 因为代码功率测量未被利用;

[0090] • 具有更差的性能, 因为例如由于突发数据业务导致快速在服务小区功率变化;

[0091] • 在任何小时内负载不可能为低的小区中具有更差的性能, 但是周围小区可能以更高可能性具有低负载。

[0092] 一旦 $\min_{t' \in [t-T_{Lag}, t]} P^{Total}(t')$ 或 $\min_{t' \in [t-T_{Lag}, t]} \left(P^{Total}(t') - \sum_{i=1}^N P_i^{Code}(t') \right)$ 已经确定, 通常在 RBS 中, 即通常为噪声增量 $N_R(t)$ 的负载估算值等于 $P^{Total}(t)$ 除以这些量中的任何一个。

[0093] 在更一般的情况下, 在时间上跟踪的量可以是按照不同关系取决于总功率的量。取决于使用的实际关系, 通常为最小值或最大值的极值被跟踪。根据这些极值, 可以计算总功率的最小值或总功率和代码功率总和之间的差, 由此执行如以上所提供的对应处理。

[0094] 在上面的描述中, 假定功率估算涉及上行链路通信。在这样的情形下, 通过无线电接入网中或核心网中的节点, 通常为无线电基站, 来执行功率测量。然而, 例如确定和 / 或估算步骤的过程的至少若干部分也可在例如无线网络控制器的通信网络的其他部分中执行。图 6 说明按照本发明的系统的实施例的主要部分。无线通信系统 50 包括通用移动通信系统地面无线电接入网 (UTRAN) 51。在 UTRAN 51 中, 移动终端 25 与 RBS 20 进行无线电接触。RBS 20 受控于无线网络控制器 (RNC) 52, 其又连接到核心网 CN 53 的移动业务交换中心 / 来访位置寄存器 (MSC/VLR) 54 和在服务通用分组无线电系统支持节点 (SGSN) 55。

[0095] 在这个实施例中, RBS 20 包括用于获得瞬时总接收宽带功率的测量结果 60 的部件、用于确定 61 上述功率量的极值的部件、和用于估算 62 热噪声功率电平的上限的部件。这些部件 60-62 可以作为分开的单元或者作为至少部分集成的单元来实现。

[0096] 在备选实施例中, 部件 61-62 相反地是包括在 RNC 52 中, 如图 6 中虚线框所示。由于天线的接近, 测量部件 60 的至少一部分通常保留在 RBS 20 中。正如本领域任何技术人员所认识的, 部件 60-62 的其他备选配置也是可能的。

[0097] 上面的描述假定用于 CDMA 和 WCDMA 系统的实现。这些是目前认为本发明在其中

最有利的系统类型。然而,该技术也同样适用于其他系统。如果使用其他多址分路方法,则可以用例如频率或时间相关的类似物代替上述代码相关的讨论。

[0098] 在大多数讨论中,讨论了上行链路通信,具体结合增强上行链路信道应用进行讨论。功率估算则用于计算瞬时噪声增量的估算值为瞬时总接收宽带功率和估算的热噪声功率电平上限之间的比率。这个噪声增量则可用于控制小区中的业务。优选在 RBS 或 RNC 中提供对应部件。

[0099] 图 7 是按照本发明方法的实施例的主要步骤的流程图。过程从步骤 200 开始。在步骤 210 中,在接收机中测量瞬时总接收宽带功率。在步骤 212 确定在时间周期内由测量结果导出的量的通常为最小值的极值。在步骤 214,热噪声功率电平的上限被估算为确定的极值。过程在步骤 299 结束。

[0100] 上述实施例要理解为本发明的若干说明性示例。本领域的技术人员会理解,在没有背离本发明范围的情况下,可对实施例进行各种修改、组合和变更。具体来说,在技术上可行的情况下,不同实施例中的不同部分解决方案可以组合成其他配置。然而,本发明的范围由所附权利要求来定义。

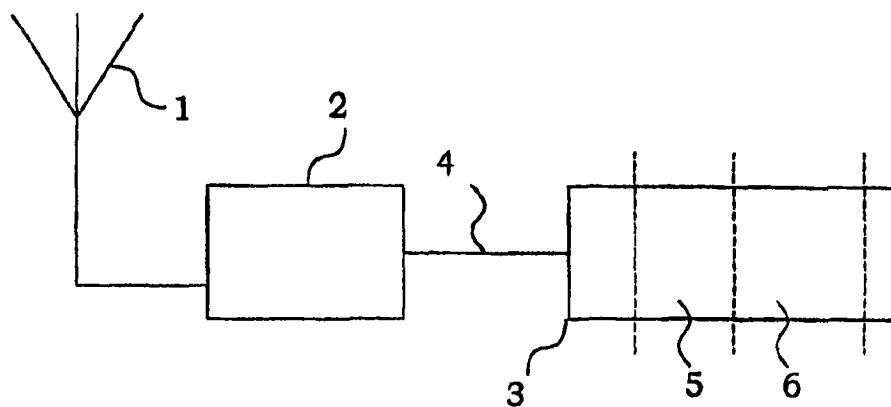


图 1

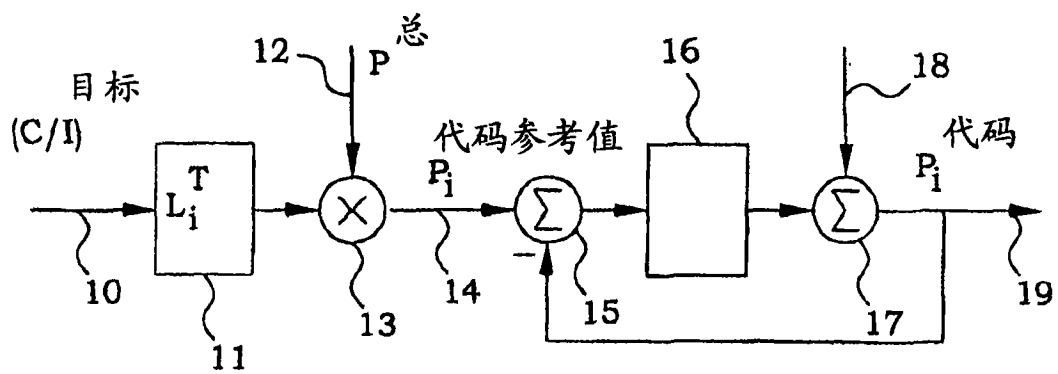


图 2

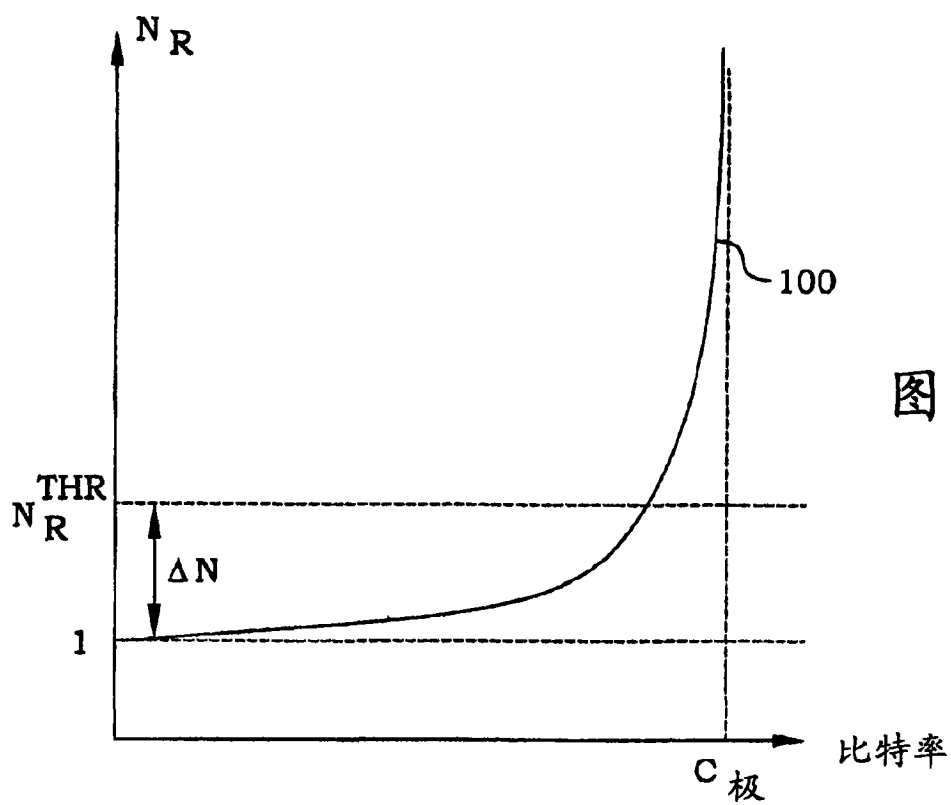


图 3

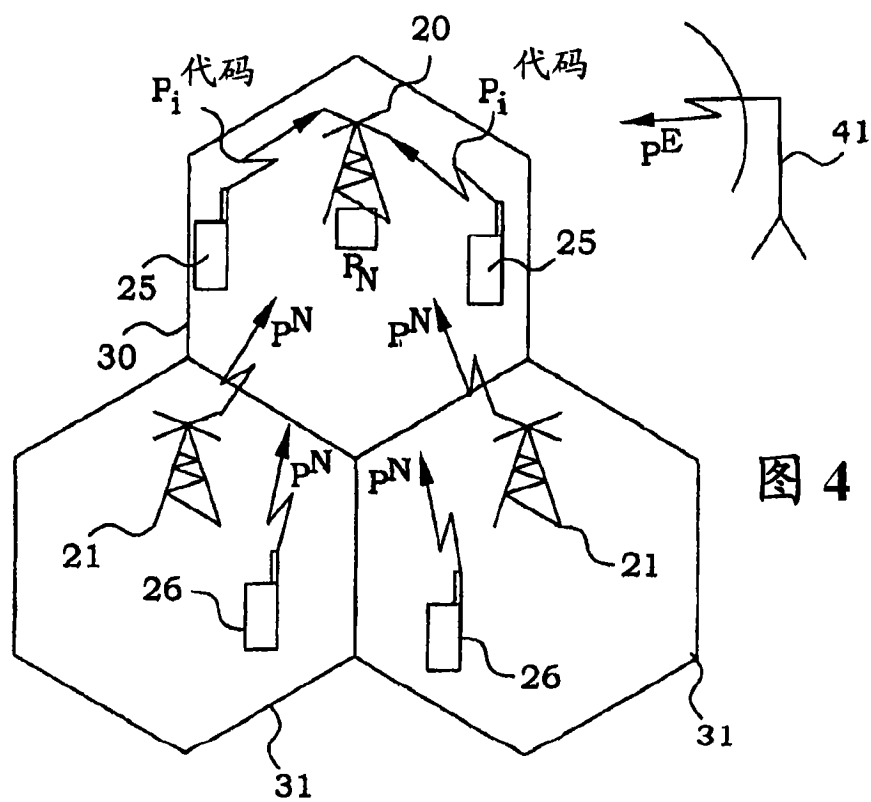


图 4

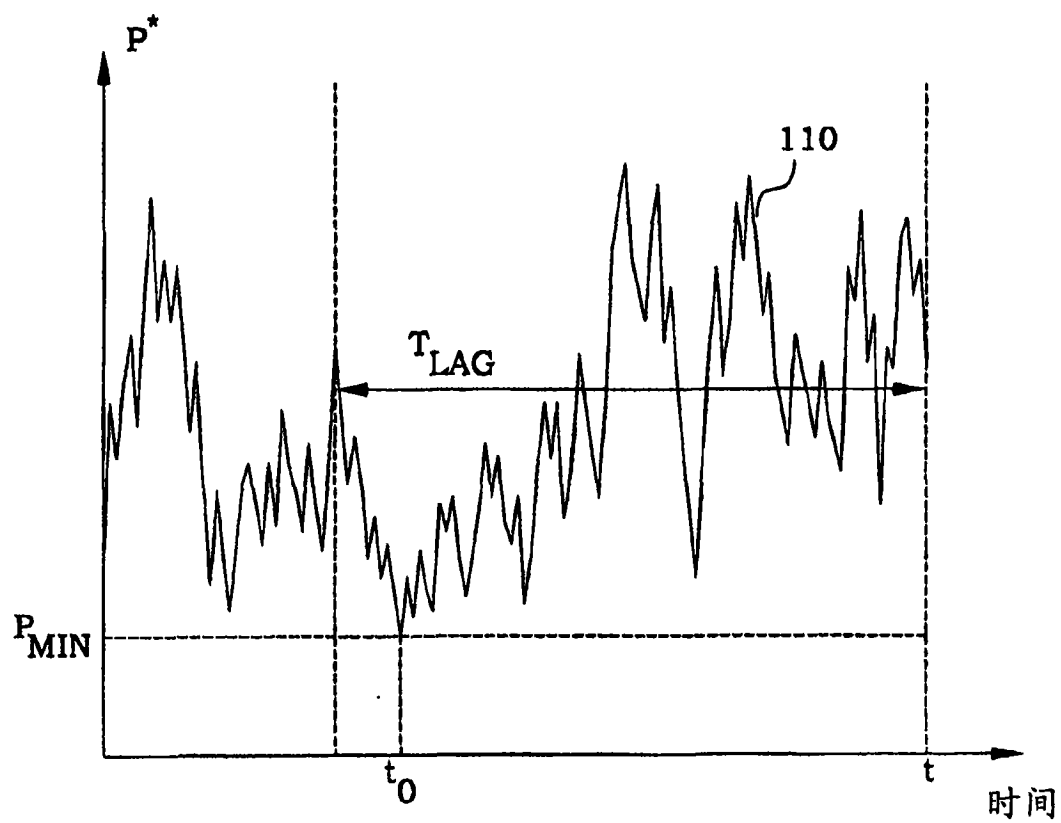


图 5

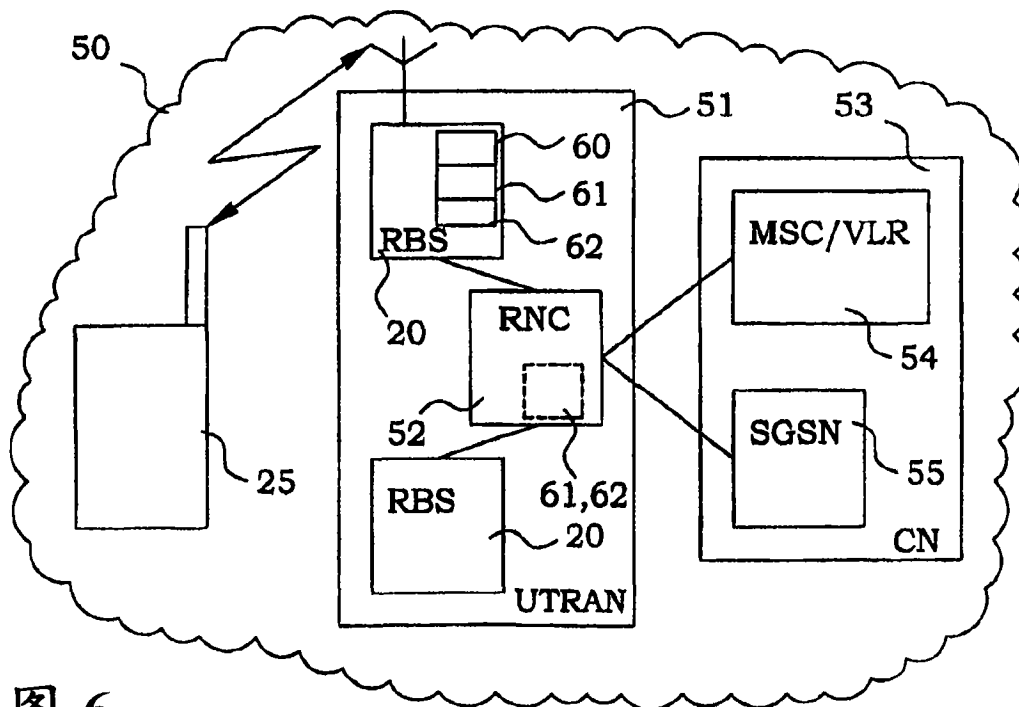


图 6

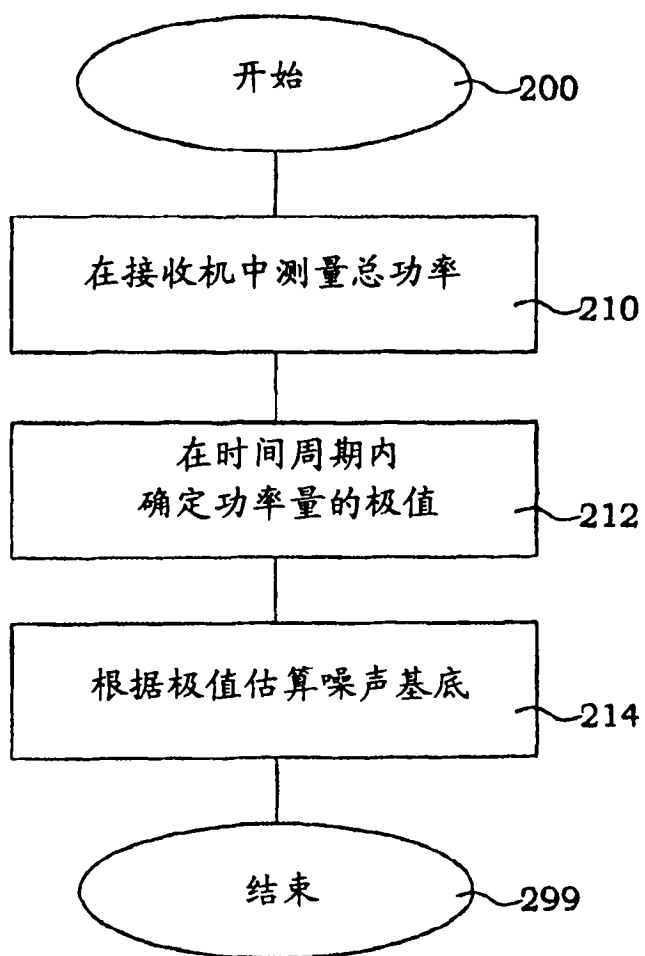


图 7