

[19] 中华人民共和国国家知识产权局

[51] Int. Cl.
H04B 7/005 (2006.01)



[12] 发明专利说明书

专利号 ZL 01823172.1

[45] 授权公告日 2008 年 2 月 27 日

[11] 授权公告号 CN 100372256C

[22] 申请日 2001.4.24 [21] 申请号 01823172.1

[86] 国际申请 PCT/EP2001/004622 2001.4.24

[87] 国际公布 WO2002/087106 英 2002.10.31

[85] 进入国家阶段日期 2003.10.23

[73] 专利权人 诺基亚有限公司

地址 芬兰埃斯波

[72] 发明人 P·屈厄斯蒂

[56] 参考文献

WO01/28124A1 2001.4.19

CN1224167A 1999.7.28

WO00/60763A1 2000.10.12

CN1196152A 1998.10.14

CN1265490A 2000.9.6

审查员 冯玉学

[74] 专利代理机构 中国专利代理(香港)有限公司
代理人 杨凯 陈霁

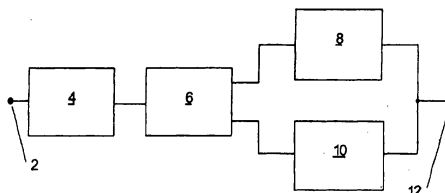
权利要求书 3 页 说明书 9 页 附图 1 页

[54] 发明名称

估算信号的信号干扰比的方法和装置

[57] 摘要

公开一种估算信号的信号干扰比的方法、具体地说、一种在 WCDMA 系统的基站中估算信号的信号干扰比的方法，所述方法提供至少第一估算过程和第二估算过程，其中，为了当前用于所述信号，根据所述信号的当前特性在所述估算过程中进行选择、以使选择最适合于所述信号的当前特性的估算过程。



1. 一种估算信号的信号干扰比的方法，所述方法提供至少第一估算过程和第二估算过程，其中，为了对所述信号使用所述估算过程，根据所述信号的当前特性在所述估算过程中进行选择、以便选择最适合于所述信号的当前特性的估算过程；所述第一估算过程包括从宽带信号即去扩展之前的信号计算的宽带干扰估算，而所述第二估算过程包括从窄带信号即去扩展之后的信号计算的窄带干扰估算。

2. 如权利要求1所述的方法，用于WCDMA系统的基站之中。

3. 如权利要求1所述的方法，其特征在于：所述当前特性包括所述信号的比特率。

4. 如权利要求3所述的方法，其特征在于：当所述信号具有低的比特率时使用所述第一估算过程，而当所述信号具有高的比特率时使用所述第二估算过程。

5. 如权利要求1所述的方法，其特征在于：所述当前特性包括所述信号的种类。

6. 如权利要求5所述的方法，其特征在于：所述信号包括语音信号或数据信号。

7. 如权利要求6所述的方法，其特征在于：当所述信号包括语音信号时使用所述第一估算过程，而当所述信号包括数据信号时使用所述第二估算过程。

8. 如权利要求4或6所述的方法，其特征在于：当所述信号包括语音信号或具有低比特率的数据信号时使用所述第一估算过程，而当所述信号包括具有高比特率的数据信号时使用所述第二估算过程。

9. 一种用于估算信号的信号干扰比的装置，所述装置包括：至少第一估算装置(8)和第二估算装置(10)，所述第一估算装置用于进行

第一估算过程，而所述第二估算装置(10)用于进行第二估算过程；检测装置(4)，用于检测所述信号的当前特性；以及选择装置(6)，用于选择适合于由所述检测装置(4)检测到的所述信号的所述当前特性的估算装置(8；10)；以及所述第一估算装置(8)是为进行从宽带信号、即去扩展前的信号计算的宽带干扰估算而设置的，而所述第二估算装置(10)是为进行从窄带信号、即去扩展后的信号计算的窄带干扰估算而设置的。

10. 如权利要求 9 所述的装置，被设置在 WCDMA 系统的基站之中。

11. 如权利要求 9 所述的装置，其特征在于：所述检测装置(4)检测所述信号的比特率作为当前特性。

12. 如权利要求 11 所述的装置，其特征在于：当所述检测装置(4)检测到所述信号的低比特率时，所述选择装置(6)选择所述第一估算装置(8)，而当所述检测装置(4)检测到高比特率时，所述选择装置(6)选择所述第二估算装置(10)。

13. 如权利要求 9 所述的装置，其特征在于：所述检测装置(4)检测所述信号的种类作为当前特性。

14. 如权利要求 13 所述的装置，其特征在于：所述检测装置(4)检测所述信号是包括语音信号还是包括数据信号。

15. 如权利要求 14 所述的装置，其特征在于：当所述检测装置(4)检测到所述信号包括语音信号时，所述选择装置(6)选择所述第一估算装置(8)，而当所述检测装置(4)检测到所述信号包括数据信号时，所述选择装置(6)选择所述第二估算装置(10)。

16. 如权利要求 11 或 14 所述的装置，其特征在于：当所述检测装置(4)检测到所述信号包括语音信号或具有低比特率的数据信号时，所述选择装置(6)选择所述第一估算装置(8)，而当所述检测装置(4)检测到所述信号包括具有高比特率的数据信号时，所述选择装置(6)

选择所述第二估算装置(10)。

估算信号的信号干扰比的方法和装置

技术领域

本发明涉及估算信号的信号干扰比(SIR)的方法和装置,具体地说,涉及在宽带码分多址(WCDMA)系统的基站中估算信号的信号干扰比(SIR)的方法和装置,在 WCDMA 系统中所述方法和装置用于无线电链路。

背景技术

在 WCDMA 系统中必需估算 SIR。SIR 的良好估算值对于快速功率控制以及无线电资源管理是必需的。从实施的观点来看, SIR 的估算在计算上应尽可能简单,因为对每次无线电链路连接对每个时隙都必需作 SIR 的估算。

估算 SIR 需要估算信号功率和干扰功率。估算 SIR 的方法主要有两类,一类是作宽带干扰估算,另一类是作窄带干扰估算。宽带干扰估算是从去扩展前的宽带信号进行计算。窄带干扰估算则是从去扩展后的窄带信号进行计算。以下通过描述这些方法的可能实施方案(当然还有其它可能的实施方法,但在此不作叙述)来简要介绍这两种方法。

1.用宽带干扰估算值的 SIR 估算

用以下公式描述信号干扰比:

$$SIR = \frac{SF_{DPCCH} \cdot S}{I_0 + I_r} \quad (1)$$

式中

S 为专用物理控制信道(DPCCH)所接收的信号功率,

SF_{DPCCH} 为 DPCCH 信道的处理增益,

I_r 为来源于自己小区的宽带干扰

I_0 为来自其它小区的干扰, 包括系统的热噪声。

公式(1)需要估算信号功率和干扰功率。

对于每个天线, 利用以下公式单独从去扩展导频符号计算信号功率:

$$\hat{S} = \sum_{k=1}^L \hat{S}_k = \sum_{k=1}^L \left| \frac{1}{N_p} \sum_{i=1}^{N_p} z_{k,i} \right|^2 \quad (2)$$

式中

L 为分配给当前天线的指向(finger)的数目(接收的通道数目),

N_p 为导频符号的数目,

z 为已从其中消除导频调制的 DPCCH 信道的样值。

样值 z 是复数值, 数目为 N_p 个。必须指出, 信号功率估算值 \hat{S} 由以下公式中的第二项偏置:

$$E(\hat{S}) = S + \frac{(I_0 + I_r) \cdot L}{N_p \cdot SF_{DPCCH}} \quad (3)$$

利用以下公式从接收的信号计算每个天线的宽带功率:

$$\hat{P}_w = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N |r_i|^2 \quad (4)$$

式中

N 为一个时隙中的样值数目,

r 为在当前天线上脉冲形状滤波和 AGC 之后接收信号的样值。

利用以下公式从宽带功率测量值中求得公式(1)的干扰:

$$E(\hat{P}_w) = S + I_0 + I_r \quad (5)$$

这样, 利用以下公式计算一个天线的 SIR 估算值:

$$SIR = SF_{DPCCH} \cdot \frac{\hat{S} - \frac{L}{N_p \cdot SF_{DPCCH}} \cdot \hat{P}_w}{\hat{P}_w - \hat{S}} \quad (6)$$

式中所有符号定义如上。

最终的 SIR 估算值是由公式(6)得出的所有天线的估算值 \hat{SIR} 的总和。

利用宽带干扰估算值进行 SIR 估算在计算上不是非常复杂。宽带干扰估算的复杂程度仅与接收器天线的数目成正比地增加。每个天线只需计算一个数值 P_w 且可用于每次连接(代码信道)和每个多路径。因此,所述方法实施简单。所述方法还有一个优点是只发生很小的偏差。

但是,所述方法的主要缺点是在非常高比特率时的偏差,使它在高比特率信号连接(接近 2Mb/s)时几乎毫无用处。应从宽带噪声中消除信号功率中的正交部分,但实际上不幸的是无论是功率比还是正交性系数都不知道。由于没有消除正交数据信道功率,所以,在公式(6)中,分子一直太小而分母太大。这样 SIR 估算值就太小,且在高 SIR 值和高比特率情况下误差增加。在高 SIR 值时,噪声功率变小,信号功率的未消除部分在宽带噪声估算值中开始起重要作用。在高比特率时,功率比变得非常小。这样,信号功率的未消除部分变为显著成分。

2.利用窄干扰估算值的 SIR 估算

用以下公式描述信号干扰比:

$$SIR = \frac{S}{I} \quad (7)$$

式中

S 为 DPCCH 信道的接收信号功率,

I 为包括系统热噪声的干扰功率(从窄带信号测量)

这里,公式(7)也需要估算信号功率和干扰功率。

根据以上公式(2)计算信号功率。应当指出,信号功率估算值 \hat{S} 已被偏置。在估算天线噪声和干扰功率之后可以消除所述偏置。无偏置的信号功率估算值为:

$$\hat{S}_{ub} = \sum_{k=1}^L \left| \frac{1}{N_p} \sum_{i=1}^{N_p} z_{k,i} \right|^2 - \left(\frac{L \cdot I}{N_p} \right). \quad (8)$$

在最小偏差无偏置(MVU)估算方法中,从接收的、去扩展和解调的窄带信号 $z_{k,i}$ 中估算噪声和干扰功率。这其中的原理如下:假设发射的窄带信号功率和信道功率在计算周期(一个时隙)中保持恒定不变,则接收信号的偏差实际上等于噪声和干扰的偏差。对于加性高斯白色噪声(AWGN)和干扰,这又等于噪声和干扰的功率。

必须指出,这里作了两个假设,一个是关于发射的信号功率,另一个是关于信道功率。由于发射功率控制(TPC)的周期是一个时隙,所以第一个假设是对的;发射的信号功率在计算周期中保持恒定不变。第二个假设的有效性取决于信道,而偏离理想情况的最大误差是针对具有非常高的多普勒频率、使得信道功率在一个时隙内有显著改变的衰落信道。

根据定义偏差为

$$\hat{\sigma}^2 = E(|X - E(X)|^2), \quad (9)$$

但可以利用下式计算:

$$\hat{\sigma}^2 = E(|X|^2) - |E(X)|^2. \quad (10)$$

已在以上公式(2)中计算了 $|E(X)|^2$, 因为 $E(|X|^2)$ 项对应于:

$$\frac{1}{N_p} \cdot \sum_{i=1}^{N_p} z_{k,i} \cdot z_{k,i}^*, \quad (11)$$

式中 $z_{k,i}^*$ 是去扩展和解调后的导频信号的复共扼。

通过把公式(11)和下式

$$\text{项 } \hat{S}_k = \left| \frac{1}{N_p} \sum_{i=1}^{N_p} z_{k,i} \right|^2$$

从公式(8)代入公式(10),就可写出指向 k 的干扰和噪声功率的估算值

$$\hat{I}_k = \left(\frac{1}{N_p} \cdot \sum_{i=1}^{N_p} z_{k,i} \cdot z_{k,i}^* \right) - \hat{S}_k \quad (12)$$

为了减小当前天线的干扰和噪声功率的估算值

$$\hat{I} = \frac{1}{L} \cdot \sum_{k=1}^L \hat{I}_k \quad (13)$$

的偏差,用具有有效长度为4个时隙的1-分支IIR滤波器进行滤波,得到以下公式:

$$\hat{I}_{\text{filt}}(t) = \kappa \cdot \hat{I}(t) + (1-\kappa) \cdot \hat{I}(t-1) \quad (14)$$

此处时间索引 t 指当前时隙,而 $(t-1)$ 指前一时隙(符号 $\hat{I}_{\text{filt}} = \hat{I}_{\text{filt}}(t)$)。滤波器的卡尔曼增益 κ 应为 0.25。

因此,利用以下公式计算一个天线的 SIR 估算值:

$$\hat{SIR} = \frac{\hat{S}_{\text{ub}}}{\hat{I}_{\text{filt}}} = \frac{\sum_{k=1}^L \hat{S}_k - (L \cdot \hat{I}_{\text{filt}} / N_p)}{\hat{I}_{\text{filt}}} \quad (15)$$

式中所有的符号定义如上。

最终的 SIR 估算值是从公式(15)求出的所有天线的估算值 \hat{SIR} 的总和。

基于窄带干扰的 SIR 估算没有上述与宽带干扰估算值有关的偏差问题。

但它的计算比上述宽带干扰方法更为复杂。干扰估算的复杂程度与以下因素成正比地增加:接收器天线的数目、连接(代码信道)的数目、每次连接的接收路径数目(不同的时延)以及导频比特的数目。还有一个缺点就是窄带干扰估算值具有高偏差,所以需要高强度的滤波,而这要花费一定的时间,但如果干扰电平波动很快,滤波就会引起误差;后一情况例如在同一小区中存在利用分组数据连接(CPCH)的另一用户作。

发明内容

本发明的目的是提供 SIR 估算的方法和装置,它们适合于处理

具有不同特性的信号，具体地说，适合于处理具有高比特率的第一信号和具有低比特率的第二信号，其中，上述缺点基本上被克服，具体地说，计算负荷相当低并且对于所有待处理的信号保持高质量的 SIR 估算值。

为了达到这个以及其它目的，根据本发明的第一方面，提供一种估算信号的信号干扰比的方法，所述方法提供至少第一估算过程和第二估算过程，其中，为了对所述信号使用所述估算过程，根据所述信号的当前特性在所述估算过程中进行选择，以便选择一种从所述信号的当前特性看来是最适合的估算过程。

根据本发明的第二方面，提供一种估算信号的信号干扰比的装置，所述装置包括：至少第一估算装置和第二估算装置，所述第一估算装置用于进行第一估算过程，而所述第二估算装置用于进行第二估算过程；用于检测所述信号的当前特性的检测装置；以及选择装置，用于选择从由检测装置检测到的所述信号的当前特性看来最适合的估算装置。

因此，本发明提出交替使用多个不同的估算量，其中选择最适合的估算量的基础是待处理的信号的当前特性。这样，通过按照信号的当前特性选择最适合的估算过程，所述估算过程可以“适合”于当前信号，以便能够保持 SIR 良好的估算值质量并且例如可以将所需的计算负荷保持在相当低的水平。就是说，当当前特性改变时，估算过程也相应地改变，而且，当检测到信号的新的当前特性时，就从所述多个估算过程中选择从所述信号的新的当前特性看来最适合的另一个估算过程。对于多数应用已发现，在信号当前特性的改变和估算过程的改变之间的可能的时延并没有什么关系，因为 SIR 估算值对于不同的时隙总有许多偏差。所以，本发明在处理具有不同特性的信号方面非常有用。

在所附权利要求书中定义了优选的实施例。

通常，第一估算过程包括从宽带信号(即在去扩展之前的信号)计

算的宽带干扰估算。所述第二估算过程包括从窄带信号(即在去扩展之后的信号)计算的窄带干扰估算。当需要小的偏差且偏置没有关系时,应选择宽带干扰估算。但当偏置成为问题时,则应选择窄带干扰估算。

当前特性可以包括所述信号的比特率,所以选择估算量的基础就是比特率。在优选实施例中,当所述信号具有低的比特率时,使用所述第一估算过程,而当所述信号具有高的比特率时,使用所述第二估算过程。

此外,当前特性也可包括所述信号的种类,其中最好所述信号可以包括语音信号或数据信号。在优选实施例中,当所述信号包括语音信号时,使用所述第一估算过程,而当所述信号包括数据信号时,使用所述第二估算过程。

在又一优选实施例中,当所述信号包括语音信号或低比特率的数据信号时,使用所述第一估算过程,而当所述信号包括高比特率的数据信号时,使用所述第二估算过程。

因此,本发明用于电信系统、特别是 WCDMA 的无线电链路中非常有利。在这种系统中,在系统的一个小区或扇区中,同时会有许多低比特率的语音连接,但只有少数高比特率的数据连接。这起源于由高比特率连接引起的高干扰电平。对于许多高比特率连接的其它限制可能是这种系统接收器中的解码资源问题。因此,对语音连接来说宽带干扰估算过程是极好选择,而对数据连接来说窄带干扰估算过程是极好选择。就是说,基于窄带干扰的 SIR 估算值用于数据连接,而基于宽带干扰的 SIR 估算值用于语音连接。这平衡了计算负荷并保持 SIR 估算值无偏置。在连接之前,检测比特率,因而可以选择适合的估算过程。如果在连接过程中比特率改变,则当检测到新的比特率时估算过程也会改变。最后,具有最低比特率的数据连接也可转用宽带干扰估算过程,如果信号处理资源不足的话。在比特率的改变和估算过程的改变之间的可能的时延并没有什么关

系，因为 SIR 估算值对于不同的时隙总有许多偏差。

但是，可以使用另外的选择准则来选择最方便的估算过程。例如，如果采用扩展因数检测算法且时隙中信号特性只更新一次，那么，可以使用 DPCCH 信道的扩展因数作为另一种或附加的选择准则。

附图说明

以下将参考其中显示 SIR 估算装置的优选实施例的附图、根据优选的实施例更详细地说明本发明。

具体实施方式

现根据唯一的附图说明本发明的优选实施例。

示于附图中的 SIR 估算装置包括连接到检测电路 4 的输入端的输入端子 2。检测电路 4 的输出端连接到选择电路 6。

有多个估算电路，所述估算电路这样连接到选择电路的输出端，使得估算电路数目对应于选择电路的输出端数目。附图中所示的本实施例包括两个估算电路，即，第一估算电路 8 连接到选择装置 6 的第一输出端，第二估算电路 10 连接到选择电路 6 的第二输出端。估算电路 8 和 10 的各自的输出端连接到公共输出端子 12。

在附图所示的本实施例中，第一估算电路 8 用来进行利用宽带干扰估算的 SIR 估算，而第二估算电路 10 用来进行利用窄带干扰估算的 SIR 估算。

在输入端子 2 输入的信号的当前特性由检测电路 4 检测。根据检测电路 4 的检测结果，选择电路 6 起动第一估算电路 8 或第二估算电路 10。第一估算电路 8 或第二估算电路 10 的结果作为 SIR 估算值在输出端子 12 输出。

在所述优选实施例中，所述信号是在例如包括 WCDMA 系统的电信系统中具有低比特率的语音信号或具有高比特率的数据信号。

所以，提供检测电路 4 用来检测比特率，而选择电路 6 则是当信号为语音信号时就起第一估算电路 8，当信号是具有高比特率的数据信号时就起第二估算电路 10。虽然在电信系统中数据信号通常都具有高比特率，但如果是具有最低比特率的数据信号，而且如果信号处理资源不足时，数据信号也可由第一估算电路 8 来处理。

但是，可以使用另外的选择准则来选择最方便的估算过程。例如，如果采用扩展因数检测算法并且时隙中信号特性只更新一次，那么，可以使用 DPCCH 信道的扩展因数作为另一种或附加的选择准则。

在电信系统中，附图所示的所述优选实施例用来检测并发信号报告所述比特率，并且在进行连接之前相应地选择正确的 SIR 估算方法。如果在连接中比特率改变，当检测电路 4 检测到新的比特率时，SIR 估算方法就可由检测电路 4 加以改变。

虽然对附图所示的用于电信系统中的所述优选实施例作了说明，但是，所述实施例对其它应用也很有用。而且，虽然本优选实施例仅包括两个估算电路，但估算电路数目不限于此，需要时可以大于 2。

虽然已结合其优选实施例并参考附图对本发明作了充分的描述，但是，应当指出，对于本专业的技术人员而言，各种变化和修改是显而易见的。这些变化和修改，除非背离了本发明的精神和范围，应理解为包括在所附权利要求书所定义的本发明的精神和范围内。

