



(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 101228704 B

(45) 授权公告日 2011.05.18

(21) 申请号 200580051241.8

代理人 王岳 陈景峻

(22) 申请日 2005.09.05

(51) Int. Cl.

(30) 优先权数据

H04B 1/7115(2011.01)

60/685,825 2005.05.31 US

H04L 25/02(2006.01)

11/219,626 2005.09.02 US

(85) PCT申请进入国家阶段日

US 2004033791 A1, 2004.02.19,

2008.01.30

US 2002080863 A1, 2002.06.27,

(86) PCT申请的申请数据

CN 1411635 A, 2003.04.16,

PCT/EP2005/009512 2005.09.05

审查员 宋超

(87) PCT申请的公布数据

WO2006/128490 EN 2006.12.07

(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 C·科佐 D·凯恩斯 G·E·博顿利

A·海拉拉 H·B·埃里克松

(74) 专利代理机构 中国专利代理(香港)有限公司

72001

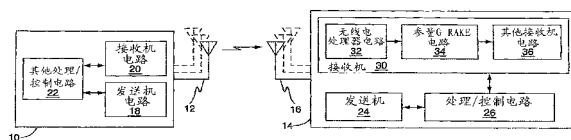
权利要求书 3 页 说明书 13 页 附图 3 页

(54) 发明名称

用于参量通用 RAKE 接收机中比例因数估计的方法和装置

(57) 摘要

一种无线通信接收机(诸如包含在无线通信网络的基站或移动站中实施的无线通信收发机中的接收机)包括一种参量G-RAKE接收机电路以及一种在每个传输间隔基础上计算参量比例因数的方法。在一个实施例中,为单独的传输时隙获得测量的损伤相关并且将其用于估计比例因数的瞬时值。然后根据一个或多个所定义的限制来约束那些瞬时值的其中一个或两个。在其他实施例中,使用多个传输时隙来增加可用于估计比例因数的测量的数目,可选地应用参数约束。其他实施例使用迭代方法和/或求解一个参数,并使用结果获得其他一个(或多个)参数。通过使用纠错/检测信息可以改进这些实施例的其中一个或多个。



1. 一种在参量通用 RAKE (G-RAKE) 接收机中估计用于分别对模型化的干扰相关和模型化的噪声相关进行比例缩放的第一比例因数和第二比例因数的方法,所述方法特征在于:
在每个传输间隔基础上估计第一比例因数和第二比例因数;
至少由第一比例因数形成比值;以及
基于该比值选择性地修正第一比例因数和第二比例因数的至少其中一个。
2. 如权利要求 1 所述的方法,其中至少由第一比例因数形成比值包括形成第一比例因数和第二比例因数的比值。
3. 如权利要求 2 所述的方法,其中基于该比值选择性地修正第一比例因数和第二比例因数的至少其中一个包括基于将该比值与定义的阈值相比较而选择性地修正第二比例因数,使得第二比例因数与第一比例因数成比例。
4. 如权利要求 3 所述的方法,其中基于将该比值与所定义的阈值相比较而选择性地修正第二比例因数包括如果该比值超过所定义的阈值,则设定第二比例因数与第一比例因数成比例。
5. 如权利要求 2 所述的方法,其中每个传输间隔包括多个传输时隙,并且其中在每个传输间隔基础上估计第一比例因数和第二比例因数包括在每个传输间隔的一个或多个传输时隙中估计第一比例因数和第二比例因数。
6. 如权利要求 5 所述的方法,其中基于该比值选择性地修正第一比例因数和第二比例因数的至少其中一个包括如果在传输时隙的第一时隙中计算的比值小于所定义的阈值,则在传输间隔的剩余传输时隙上冻结第一比例因数和第二比例因数。
7. 如权利要求 5 所述的方法,其中基于该比值选择性地修正第一比例因数和第二比例因数的至少其中一个包括如果在传输间隔的当前传输时隙中计算的比值超过所定义的阈值,则使用在传输间隔的先前传输时隙中估计的第一比例因数和第二比例因数。
8. 如权利要求 2 所述的方法,其中基于该比值选择性地修正第一比例因数和第二比例因数的至少其中一个包括如果该比值超过所定义的阈值,则重新计算第一比例因数的最小二乘方估计。
9. 如权利要求 1 所述的方法,其中至少根据第一比例因数形成比值包括通过用第一比例因数和导频能量的估计的乘积除以所定义的阈值来形成比值,并且其中基于该比值选择性地修正第一比例因数和第二比例因数的至少其中一个包括基于将第二比例因数与该比值相比较而选择性地修正第二比例因数,使得如果第二比例因数大于该比值,则将第二比例因数设定为第二比例因数的瞬时值,如果第二比例因数不超过该比值,则将第二比例因数设定为等于该比值。
10. 如权利要求 1 所述的方法,进一步包括在一个或多个随后的传输间隔中重新使用在先前传输间隔中估计的比例因数。
11. 如权利要求 10 所述的方法,其中在一个或多个随后的传输间隔中重新使用在先前传输间隔中估计的比例因数包括在第一预定的传输间隔中估计比例因数,并且对一个或多个连续的预定传输间隔重新使用在那个第一传输间隔中估计的比例因数。
12. 如权利要求 1 所述的方法,其中每个传输间隔包括一个或多个传输时隙,并且其中在每个传输间隔的基础上估计第一比例因数和第二比例因数包括在传输间隔的多于一个传输时隙上测量损伤相关,将测量的损伤相关表示为由第一比例因数进行比例缩放的模型

化的干扰相关和由第二比例因数进行比例缩放的模型化的噪声相关的函数,以及为第一比例因数和第二比例因数求解该函数。

13. 如权利要求 1 所述的方法,其中每个传输间隔包括一个或多个传输时隙,并且其中在每个传输间隔的基础上估计第一比例因数和第二比例因数包括在每个传输间隔内在每个传输时隙基础上估计第一比例因数和第二比例因数。

14. 一种参量通用 RAKE (G-RAKE) 接收机电路 (34),包括一个或多个处理电路 (46),其被配置为在参量通用 RAKE (G-RAKE) 接收机电路 (34) 中估计用于分别对模型化的干扰相关和模型化的噪声相关进行比例缩放的第一比例因数和第二比例因数,其特征在于该一个或多个处理电路 (46) 被配置为:

在每个传输间隔基础上估计第一比例因数和第二比例因数;

至少由第一比例因数形成比值;以及

基于该比值选择性地修正第一比例因数和第二比例因数的至少其中一个。

15. 如权利要求 14 所述的参量通用 RAKE (G-RAKE) 接收机电路 (34),其中该一个或多个处理电路 (46) 被配置为形成所述比值作为第一比例因数与第二比例因数的比值。

16. 如权利要求 15 所述的参量通用 RAKE (G-RAKE) 接收机电路 (34),其中该一个或多个处理电路 (46) 被配置为基于将该比值与所定义的阈值相比较而选择性地修正第二比例因数,使得第二比例因数与第一比例因数成比例。

17. 如权利要求 16 所述的参量通用 RAKE (G-RAKE) 接收机电路 (34),其中该一个或多个处理电路 (46) 被配置为如果该比值超过所定义的阈值,通过设定第二比例因数与第一比例因数成比例,而选择性地修正第二比例因数。

18. 如权利要求 15 所述的参量通用 RAKE (G-RAKE) 接收机电路 (34),其中每个传输间隔包括多个传输时隙,并且其中该一个或多个处理电路 (46) 被配置为在每个传输间隔的一个或多个传输时隙中估计第一比例因数和第二比例因数。

19. 如权利要求 18 所述的参量通用 RAKE (G-RAKE) 接收机电路 (34),其中该一个或多个处理电路 (46) 被配置为如果在传输时隙的第一时隙中计算的比值小于所定义的阈值,则通过在传输间隔的剩余传输时隙上冻结第一比例因数和第二比例因数,而基于该比值选择性地修正第一比例因数和第二比例因数的至少其中一个。

20. 如权利要求 18 所述的参量通用 RAKE (G-RAKE) 接收机电路 (34),其中该一个或多个处理电路 (46) 被配置为如果在传输间隔的当前传输时隙中计算的比值超过所定义的阈值,则通过使用在传输间隔的先前传输时隙中估计的第一比例因数和第二比例因数,而基于该比值选择性地修正第一比例因数和第二比例因数的至少其中一个。

21. 如权利要求 15 所述的参量通用 RAKE (G-RAKE) 接收机电路 (34),其中该一个或多个处理电路 (46) 被配置为如果该比值超过所定义的阈值,则通过重新计算第一比例因数的最小二乘方估计,而基于该比值选择性地修正第一比例因数和第二比例因数的至少其中一个。

22. 如权利要求 14 所述的参量通用 RAKE (G-RAKE) 接收机电路 (34),其中该一个或多个处理电路 (46) 被配置为通过用第一比例因数和导频能量的估计的乘积除以所定义的阈值来形成比值,并且通过基于将该第二比例因数与该比值相比较而选择性地修正第二比例因数,来基于该比值选择性地修正第一比例因数和第二比例因数的至少其中一个,使得如果

第二比例因数大于该比值,则将第二比例因数设定为第二比例因数的瞬时值,如果第二比例因数不超过该比值,则将第二比例因数设定为等于该比值。

23. 如权利要求 14 所述的参量通用 RAKE (G-RAKE) 接收机电路 (34),其中该一个或多个处理电路 (46) 被配置为在一个或多个随后的传输间隔中重新使用在先前传输间隔中估计的第一比例因数和第二比例因数。

24. 如权利要求 14 所述的参量通用 RAKE (G-RAKE) 接收机电路 (34),其中每个传输间隔包括一个或多个传输时隙,并且其中该一个或多个处理电路 (46) 被配置为在每个传输间隔的基础上估计第一比例因数和第二比例因数,所述估计是通过以下进行的:在传输间隔的多于一个传输时隙上测量损伤相关,将测量的损伤相关表示为由第一比例因数进行比例缩放的模型化的干扰相关和由第二比例因数进行比例缩放的模型化的噪声相关的函数,以及为第一比例因数和第二比例因数求解该函数。

25. 如权利要求 14 所述的参量通用 RAKE (G-RAKE) 接收机电路 (34),其中每个传输间隔包括一个或多个传输时隙,并且其中该一个或多个处理电路 (46) 被配置为在每个传输间隔内在每个传输时隙基础上估计第一比例因数和第二比例因数。

26. 如权利要求 14 所述的参量通用 RAKE (G-RAKE) 接收机电路 (34),其中该一个或多个处理电路 (46) 包括:

导频相关电路 (50),配置成接收所接收的通信信号的样值,将所接收的样值与导频或其他参考信号扩频序列进行相关并且去除码元调制以生成导频相关值;

信道跟踪器电路 (52),配置成接收导频相关值并且使用导频相关值估计或另外跟踪所接收的通信信号的信道系数;

测量的损伤相关计算器 (54),被配置来为所接收的通信信号获取短期损伤相关测量;

结构化的元素计算器 (56),被配置来获取模型化的干扰相关矩阵和模型化的噪声相关矩阵的元素;

比例因数计算器 (58),被配置来基于短期损伤相关测量和模型化的干扰和噪声相关矩阵计算第一比例因数和第二比例因数;以及

模型化的损伤相关计算器 (60),被配置来基于第一比例因数和第二比例因数以及模型化的干扰相关矩阵和模型化的噪声相关矩阵为所接收的通信信号产生损伤相关的模型化估计;

权值计算器 (62),配置成产生组合权值用于组合通信量相关电路 (40) 输出的解扩通信量值的矢量;

信噪比 SIR 计算器 (64),配置成接收信道估计和损伤相关的模型化估计并生成信噪比 SIR 估计用于功率控制目的。

用于参量通用 RAKE 接收机中比例因数估计的方法和装置

技术领域

[0001] 本发明涉及无线通信接收机,并且具体涉及通用 RAKE 接收机中的比例因数 (scaling parameter) 估计。

背景技术

[0002] 在多径传播的情况下,接收机以对应于不同传播路径的不同延迟接收所发送的信号的多重图像。“标准”RAKE 接收机通过时间上将一个或多个 RAKE 耙指 (finger) 的每一个与相应的其中一个传播路径延迟对准来提高多径环境中的接收性能。每个 RAKE 耙指从对应于那个传播路径延迟的信号图像输出解扩通信量值 (despread traffic value), 并且合并电路在根据一组组合权值对耙指输出进行组合的基础上形成组合的信号。分配给每个耙指的组合权值通常被计算为那个耙指的延迟路径所计算的信道抽头的复共轭。

[0003] 如果接收的信号损伤在 RAKE 耙指上是不相关的,则标准 RAKE 接收机解决方案是最佳的。然而,接收信号中的相关损伤的存在降低了标准 RAKE 接收机解决方案的性能,并且性能退化可能相当大。

[0004] 由于各种原因,诸如对增加的数据速率使用更高的传输带宽,打算在发展的无线通信网络中使用的接收机在它们的接收信号中更可能“看到”相当显著的有色噪声电平和其他相关损伤。照此,标准 RAKE 接收机对于打算在这种环境中工作的接收机来说通常并不是合适的候选体系结构。

[0005] 经常被称为“通用”RAKE (G-RAKE) 接收机的一种更新的方法通过提供干扰抵消和信道均衡的组合来改进色散信道环境中的接收性能。为了在标准 RAKE 接收机体系结构上获得这些改进,G-RAKE 接收机以许多重要方式修改其信号处理操作。首先,将其耙指的一个或多个置于分离路径 (off-path), 即偏离于为接收信号所测量的路径延迟。其次,其组合权值并不是严格的信道抽头共轭。相反,组合权值是至少部分基于损伤相关估计,其允许组合过程减小组合信号中的相关干扰。

[0006] 一种类型的 G-RAKE 认识到损伤相关可以分解成组成元件,并且可以对这些组成元件的底层“结构”进行建模。如这里所使用的,术语“损伤”具有广泛的定义,包括但不限于以下项的一个或多个:相邻系统干扰、自身和多用户干扰、以及噪声。因为在它们的损伤相关估计中使用模型化的项,所以这些类型的 G-RAKE 接收机被统称为“参量”G-RAKE 接收机。作为示例,为接收信号测量的损伤相关可以表示为由相应的模型拟合参数进行比例缩放的模型化的干扰相关与由相应的模型拟合参数进行比例缩放的模型化的噪声相关之和。由于建模项的结构是已知的,并且可以从一组解扩导频 (pilot) 值中测量短期损伤相关,例如,损伤相关估计任务被减为确定合适的模型拟合参数,所述模型拟合参数也称为比例因数。

[0007] 然而,在参量 G-RAKE 处理中还存在问题。更具体地,某些条件使得难以适当地保持更新的比例因数。特别地,比例因数依赖于信号的每码片周期的总能量 E_s 以及白噪声或仅仅噪声功率 (热噪声加其他干扰) N_0 。在某些环境下这些值迅速变化,使得参量 G-RAKE 接收机难以适当地保持更新的比例因数。示例包括变化的传输条件,例如与高速共享数据

信道上的预定的和非预定的用户相关的大范围变化的传输功率,所述高速共享数据信道诸如在宽带 CDMA (WCDMA) 标准的版本 5 中引入的用于高速下行链路分组接入 (HSDPA) 的高速下行链路共享信道 (HS-DSCH)。另外,在 WCDMA 标准的版本 6 中引入的增强型上行链路技术 (EUL) (其也包括严格的用户调度) 预示着 G-RAKE 接收机应用中的参数估计的复杂化。

发明内容

[0008] 在如这里所教导的参量通用 RAKE (G-RAKE) 接收机电路的至少一个实施例中,基于每个传输间隔,估计用于对模型化的损伤相关进行比例缩放的比例因数,模型化的损伤相关又用于产生损伤相关估计,以用于组合权值计算。照此,涉及比例因数计算的信号条件中的间隔到间隔的潜在急剧变化并不会干扰比例因数估计过程。

[0009] 因此,在一个实施例中,包括参量 G-RAKE 接收机电路的一个或多个处理电路被配置为基于每个传输间隔来估计一个(或多个)比例因数。这样做防止在接收的通信信号的一个传输间隔中估计的比例因数受到在接收的通信信号的另一个传输间隔中估计的比例因数的影响。

[0010] 在另一个实施例中,一种在参量通用 RAKE (G-RAKE) 接收机中估计用于对模型化的损伤相关进行比例缩放的比例因数的方法包括,对接收的通信信号的一个或多个传输间隔的每一个,在所有或部分传输间隔上获取测量的损伤相关。该方法继续通过将测量的损伤相关表示为由比例因数的未知瞬时值进行比例缩放的模型化的损伤相关的函数并且求解该瞬时值来估计比例因数。

[0011] 例如,测量的损伤相关可以表示为由第一比例因数进行比例缩放的模型化的干扰相关和由第二比例因数进行比例缩放的模型化的噪声相关的函数。可以通过执行最小二乘方 (LS) 拟合过程来确定这两个比例因数的瞬时值。在一个变型中,一个参数用另一个参数来表示,并且 LS 拟合过程简化为求解一个比例因数。在其他变型中,可以使用迭代方法来求解一个(或多个)参数。

[0012] 此外,接收的通信信号中的纠错/检测信息,诸如循环冗余检验 (CRC) 值,可以被用来从一组候选值中选择候选比例因数。例如,候选比例因数可以用于产生组合权值,并且可以检验从那些组合权值产生的接收符号估计中获取的解码信息中的 CRC。

[0013] 当然,本发明并不限于上述特征和优势。实际上,在阅读了以下详细说明以及附图之后,本领域的技术人员将会认识到其他特征和优势。

附图说明

[0014] 图 1 是无线通信收发机的框图,它们的至少其中一个实施如这里所教导的参量 G-RAKE 比例因数估计。

[0015] 图 2 是参量 G-RAKE 接收机电路的一个实施例的框图。

[0016] 图 3 是图 2 的 G-RAKE 接收机电路的其他细节的框图。

[0017] 图 4 是比例因数估计的一个实施例的逻辑流程图。

[0018] 图 5 是用于接收的通信信号的典型时隙和间隔结构的框图。

[0019] 图 6 是示出图 4 中示例的处理逻辑的更详细实施方式的逻辑流程图。

[0020] 图 7 是比例因数估计的另一个实施例的逻辑流程图。

[0021] 图 8 是比例因数估计的又一个实施例的逻辑流程图。

具体实施方式

[0022] 图 1 是无线通信收发机 10 的框图,其经由一个或多个天线 12 向另一个无线通信收发机 14 发送通信信号,该另一个无线通信收发机 14 经由一个或多个天线 16 接收所发送的信号加上其他信号和噪声。尽管收发机 10 和 14 两者可能配置相似,但是更详细地示出了收发机 14,以突出如这里所教导的参量 G-RAKE 处理的一个或多个实施例。

[0023] 以简化的形式,收发机 10 包括一个或多个发送机电路 18、一个或多个接收机电路 20 以及如所需的其他控制 / 处理电路 22。收发机 14(虽然为清楚起见进行了简化)示出了更多的细节,作为讨论的基础,并且包括一个或多个发送机电路 24 以及如所需的其他处理 / 控制电路 26,并且更特别地,包括一个或多个接收机电路 30,接收机电路 30 包括无线电处理器电路 32、参量 G-RAKE 接收机电路 34 和如所需的其他接收机处理电路 36,诸如被配置为从通信量符号估计中提取所发送的信息比特的解调 / 解码电路。

[0024] 应当理解的是,例如,收发机 10 可以包括无线通信网络中的无线电基站,并且收发机 14 可以包括移动站 - 例如蜂窝无线电话、寻呼机、掌上型计算机、PDA 或其他移动通信设备。更特别地,收发机 10 可以包括根据可用的 WCDMA 标准配置的基站,并且收发机 14 可以包括根据可用的 WCDMA 标准配置的移动站。更一般地,收发机 14 基本上可以包括任何类型的无线通信设备。

[0025] 在 WCDMA 环境中,所接收的感兴趣的通信信号可以包括 HS-DSCH 信号(用在 HSDPA 中)。HS-DSCH 是用于基于调度哪些 HS-DSCH 的传输间隔被用来向特定用户发送数据以时间多路复用的方式服务多个用户的共享分组数据信道。包括三个传输时隙的每个传输间隔因此可被用来服务不同的预定用户。当然,依赖于向给定用户发送的数据量,可以对相同的用户调度多个传输间隔。对于共享分组信道的其他示例,传输间隔可以包括不同数目的传输时隙。

[0026] 在其他实施例中,收发机 14 可以包括无线电基站,例如 WCDMA 无线电基站。这里所教导的参量 G-RAKE 接收机电路 34 到基站的应用提供了许多优势,尤其在某些反向链路条件下。特别地,当影响 G-RAKE 比例因数的物理量在反向链路传输之间急剧变化时,接收机电路 34 是有利的。增强型上行链路 (EUL) 到 WCDMA 标准的扩展表示了其中影响比例因数的估计的信号条件在基站接收的反向链路信号的传输间隔之间可以较大变化的一个示例。

[0027] 广泛地,那么图 1 应当被理解为说明性而非限制性的,并且本领域的技术人员将认识到这里所教导的用于参量 G-RAKE 处理的比例因数估计可以在各种接收机应用以及各种网络类型中得以实施。更特别地,这里所教导的方法提供了比例因数的每个传输间隔估计,以用于对模型化的损伤相关进行比例缩放,其是 G-RAKE 处理的一部分。

[0028] 作为理解参量 G-RAKE 接收机电路 34 的操作的起点,应当理解为其包括被配置为在每个传输间隔的基础上估计比例因数的一个或多个处理电路,以防止在所接收的通信信号的一个传输间隔中估计的比例因数受到所接收的通信信号的另一个传输间隔中估计的比例因数所影响。

[0029] 术语“处理电路”应当被广泛理解为表示功能性的结构,而不必是物理结构。例如,参量 G-RAKE 接收机电路 34 可以包括被配置为执行这里所教导的信号处理的一个或多个集

成电路设备。照此,包括参量 G-RAKE 接收机电路 34 的一个(或多个)处理电路可以包括一个或多个微处理器或者 DSP,以及相应的存储的计算机程序指令,该计算机程序指令配置所述一个(或多个)处理电路执行想要的信号处理。可选地,或附加地,可以使用专用集成电路(ASIC)、现场可编程门阵列(FPGA)、复杂可编程逻辑器件(CPLD)等实施参量 G-RAKE 接收机电路 34。

[0030] 转到与处理相关的细节,注意在用于解扩所接收的通信信号的通信量信道分量的 RAKE 耙指上得到的总损伤相关可以表示为损伤相关矩阵 R,其中总损伤等于干扰加噪声。损伤相关矩阵 R 可以分析地表示为:

$$[0031] \quad R = E_c R_{ISI} + N_0 R_n \quad \text{Eq. 1}$$

[0032] 其中 E_c 是信号的每码片周期的总能量, N_0 是噪声功率, R_{ISI} 以及 R_n 分别是模型化的干扰和噪声相关矩阵。干扰矩阵 R_{ISI} 依赖于脉冲形状函数、码片周期、信道系数和延迟。噪声矩阵 R_n 依赖于脉冲形状函数和延迟。注意假设零均值,损伤相关矩阵是协方差矩阵。

[0033] 因为可以从已知量或者可以(例如从接收信号的导频信道分量)了解的量获得模型化的损伤相关矩阵 R_{ISI} 和 R_n 的矩阵元素, R 的估计可以认为是估计 E_c 和 N_0 的问题。作为实际问题,参量 G-RAKE 接收机电路 34 可以使用导频信道对总损伤相关 R 进行短期估计。作为短期“快照”的这些测量的损伤相关可以表示为 \hat{R} , 并且可以使用参量比例因子 α 和 β 重写方程 1, 以说明由于导频信道估计所需要的任何其他比例缩放。用参量比例因子, 方程 1 可以重写为:

$$[0034] \quad R = \alpha R_{ISI} + \beta R_n \quad \text{Eq. 2}$$

[0035] 其中 α 是用于对在 R_{ISI} 中获取的模型化的干扰相关进行比例缩放的第一参量 G-RAKE 比例因数, β 是用于对在 R_n 中获取的模型化的噪声相关进行比例缩放的第二参量 G-RAKE 比例因数。

[0036] 在方程 2 中, R_{ISI} 由下式给出:

$$[0037] \quad R_{ISI}(d_1, \tilde{d}_2) = \sum_{l=0}^{L-1} \sum_{q=0}^{L-1} g_l \tilde{g}_q^* \sum_{m=-\infty, m \neq 0}^{\infty} R_p(d_1 - mT_c - \tau_l) R_p^*(\tilde{d}_2 - mT_c - \tilde{\tau}_q) \quad \text{Eq. 3}$$

[0038] 并且 R_n 由下式给出:

$$[0039] \quad R_n(d_1, \tilde{d}_2) = R_p(d_1 - \tilde{d}_2) \delta(a(d_1) - a(\tilde{d}_2)) \quad \text{Eq. 4}$$

[0040] 其中波浪字符表示 \tilde{d}_2 可以对应于与 d_1 不同的接收天线 16 的一个, 并且其中

$g(\tau) = \sum_{l=0}^{L-1} g_l \delta(t - \tau_l)$ 表示复(导频)信道介质模型, $R_p(\tau)$ 是(滤波器)脉冲形状自相关函数, T_c 是接收信号的码片周期, d_k 是第 k 个 G-RAKE 耙指的延迟, $a(d)$ 表示 d 对应的是哪个接收天线 16(例如接收天线 1、2 等)。而且,注意 g 值是对应于导频信道的信道系数(即由相应路径延迟的导频信道强度进行比例缩放的信道系数)。

[0041] 图 2 和 3 提供了电路实施细节的非限制性示例,以支持上述处理。在图 2 中,可以看到参量 G-RAKE 接收机电路 34 的运转功能实施方式包括通信量相关电路 40、组合器电路 42、耙指放置电路 44 和 G-RAKE 处理电路 46。

[0042] 通信量相关电路 40 包括若干通信量信道“耙指”(解扩相关器)。每个通信量信道耙指从由无线电处理器电路 32 输出的所接收的通信信号 r 输出解扩通信量值 y- 例如,

对应于复合的、天线接收的信号的时域样值的 n 比特数字值。因此,对有关的每个信道化代码,通信量相关电路 40 输出解扩通信量值的矢量 y ,该矢量的长度由分配给那个信道化代码的耙指的数量设定。

[0043] 对应于相同信道化代码的相同码元周期的解扩通信量值由组合器电路 42 使用减小干扰的组合权值进行组合。更具体地,组合器电路 42 使用组合权值,该组合权值是至少部分基于参数地确定的接收的信号损伤相关形成的。组合权值由 $w = R^{-1}h$ 给出,其中 h 是对应于 G-RAKE 耙指延迟的净信道系数的矢量。这些组合权值用来组合解扩通信量值矢量元素,以形成通信量码元估计 z ,该通信量码元估计被提供到其他接收机电路 36,例如用于解调 / 解码 ($z = W^H y$)。

[0044] G-RAKE 处理电路 46 基于来自耙指放置电路 44 的耙指放置信息和信道估计信息以及基于访问接收的通信信号 r 的样值来确定合适的组合权值。图 3 示出了 G-RAKE 处理电路 46 的一个实施例的功能电路细节,其中它包括导频相关电路 50、信道跟踪器 52、测量的损伤相关计算器 54、结构化的元素计算器 56、比例因数计算器 58、模型化的损伤相关计算器 60、组合权值计算器 62 和信号质量估计器 64,所述信号质量估计器 64 可以是信干比 (SIR) 估计器。

[0045] 在操作中,接收的通信信号的样值被提供给导频相关电路 50,其将接收的样值与导频或其他参考信号扩频序列进行相关,并且去除码元调制以生成(导频)相关值。在耙指放置电路 44 提供的耙指延迟处进行相关。信道跟踪器电路 52 接收这些导频相关并且使用它们估计或另外跟踪接收的信号的信道系数。将这些系数提供给测量的损伤相关计算器 54,损伤相关计算器 54 也接收导频相关。计算器 54 被配置为在每个传输时隙的基础上获得用于接收的通信信号的损伤相关的短期测量 - 即“快照”损伤相关测量 \hat{R} ,例如 - 通过从导频相关中减去信道估计以获得损伤样值并且将损伤样值彼此相关和自相关。

[0046] 此外,结构化的元素计算器 56 接收信道估计以及来自耙指放置电路 44 的耙指延迟,并且使用这些来构造对应于模型化的损伤相关矩阵 R_{ISI} 和 R_n 的元素。短期损伤相关测量 \hat{R} 和模型化的损伤相关 R_{ISI} 和 R_n 被提供给比例因数计算电路 58,比例因数计算电路 58 使用它们计算需要的参量比例因数,例如对 R_{ISI} 矩阵进行比例缩放的 α 以及对 R_n 进行比例缩放的 β 。

[0047] 模型化的损伤计算器 60 又被配置为基于比例因数和模型化的损伤相关为接收的通信信号产生损伤相关的模型化估计,例如 $R = \alpha R_{ISI} + \beta R_n$ 。从那个计算中,权值计算器 62 产生组合权值,用于组合通信量相关电路 40 输出的解扩通信量值的矢量。还要注意,信道估计和损伤相关的模型化估计也可以提供给 SIR 计算器 64,除了其他应用之外,SIR 计算器 64 生成 SIR 估计,用于功率控制的目的。

[0048] 谨记上述框架,图 4 概括地示出了根据定义的时隙和 / 或间隔对发送的或另外处理的接收的通信信号进行如这里所教导的比例因数估计的实施例。例如,图 5 示出了对于有关的接收的通信信号的给定时间窗,并且示出了将信号逻辑划分为固定长度的重复的传输时隙,所述时隙被一起组成为重复的传输间隔。

[0049] 在图示中,一个传输间隔包括三个传输时隙,并且这个示出的配置对应于为 HSDPA 传输采用每个传输时间间隔 (TTI) 三个时隙的 WCDMA 标准。更特别地,HSDPA 传输包括 2ms 宽的三个时隙 TTI。每个 TTI 可以用于向不同的预定用户发送数据。此外,预定的传输可以

利用两个或更多个连续的 TTI, 依赖于将要发送给特定用户的数据量。相似的预定传输可以在 WCDMA 反向链路上至少与 WCDMA 标准的版本 6 的 EUL 规定一起使用。

[0050] 在这种环境中 - 例如短 TTI 和急剧变化的传输功率 - 进行用来在传输间隔上计算比例因数的测量和 / 或计算会有问题。因此, 这里所教导的比例因数计算提供了一种以确保对短 TTI 和 (潜在的) 急剧发送功率变化有良好接收机性能的方式计算参数 α 和 β 的方法。

[0051] 更一般地, 这里所教导的方法提供了在每个传输间隔的基础上计算鲁棒的 (可靠的) 比例因数的基础, 以防止在一个传输间隔计算的比例因数被另一个传输间隔上的它们的计算所影响。概括来讲, 接收的信号传输间隔 / 时隙结构可以由传输方法决定或者可以由参量 G-RAKE 接收机电路 34 逻辑地决定。

[0052] 无论如何, 图 4 具体示出了比例因数计算包括估计一个或多个比例因数的瞬时值 (步骤 100) 然后约束 (bounding) 或另外限制该一个 (或多个) 瞬时值 (步骤 102) 的实施例。在这种方法的一个具体实施例中, 每个传输间隔包括一个或多个传输时隙, 并且在每个传输间隔的基础上估计比例因数包括在每个时隙基础上估计比例因数。

[0053] 在每个时隙基础上估计比例因数包括对传输时隙获得测量的损伤相关, 基于测量的损伤相关为比例因数产生瞬时值, 并且根据一个或多个定义的限制约束比例因数。更特别地, 图 1 中的参量 G-RAKE 接收机电路 34 (例如图 3 中的比例因数计算器 58) 被配置为将测量的损伤相关 (\hat{R}) 表示为由第一比例因数 (α) 进行比例缩放的模型化的干扰相关 (R_{ISI}) 和由第二比例因数 (β) 进行比例缩放的模型化的噪声相关 (R_n) 的近似函数, 并且求解该函数得到第一和第二比例因数。也就是说, 假定接收机能够知道或确定 \hat{R} , R_{ISI} 和 R_n , 其包括信道的了解或确定 (系数 g_1 和延迟 τ_1), 以及 G-RAKE 耙指延迟 d , 下式中的每个量都已知, 除了 α 和 β :

$$[0054] \quad \hat{R} \approx \alpha R_{ISI} + \beta R_n \quad \text{Eq. 5}$$

[0055] 为了分离未知量, 参量 G-RAKE 接收机电路 34 (例如比例因数计算器 58) 可以被配置为堆积 \hat{R} , R_{ISI} 和 R_n 的列, 如下式所示 :

$$[0056] \quad \begin{bmatrix} \hat{r}_1 \\ \hat{r}_2 \\ \vdots \\ \hat{r}_K \end{bmatrix} \approx \begin{bmatrix} r_{ISI,1} & r_{n,1} \\ r_{ISI,2} & r_{n,2} \\ \vdots & \vdots \\ r_{ISI,K} & r_{n,K} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \alpha \\ \beta \end{bmatrix} \quad \text{Eq. 6}$$

[0057] 其中 \hat{r}_i 等于测量的损伤相关矩阵 \hat{R} 的第 i 列, $r_{ISI,i}$ 等于模型化的干扰相关矩阵 R_{ISI} 的第 i 列, 并且 $r_{n,i}$ 等于模型化的噪声相关矩阵 R_n 的第 i 列。可以经由最小二乘方 (LS) 拟合过程求解该方程系统。LS 拟合过程可以被表示为 :

$$[0058] \quad \begin{bmatrix} \alpha \\ \beta \end{bmatrix} = (\mathbf{A}^H \mathbf{A})^{-1} \mathbf{A}^H \mathbf{p} \quad \text{Eq. 7}$$

[0059] 其中

$$[0060] \quad \mathbf{A} = \begin{bmatrix} \mathbf{r}_{ISI,1} & \mathbf{r}_{n,1} \\ \mathbf{r}_{ISI,2} & \mathbf{r}_{n,2} \\ \vdots & \vdots \\ \mathbf{r}_{ISI,K} & \mathbf{r}_{n,K} \end{bmatrix}, \mathbf{p} = \begin{bmatrix} \hat{\mathbf{r}}_1 \\ \hat{\mathbf{r}}_2 \\ \vdots \\ \hat{\mathbf{r}}_K \end{bmatrix} \quad \text{Eq. 8}$$

[0061] 注意,这个最小二乘方拟合不需要应用到测量的损伤相关矩阵 $\hat{\mathbf{R}}$ 中的所有元素。例如,只使用对角线元素和第一非对角线元素来进行拟合操作。概括来说, $\hat{\mathbf{R}}$ 是 Hermitian 对称的,因此只使用对角元素和上三角或下三角的其中一个。自始至终都可以使用这个性质,因此只需要计算和存储唯一的矩阵元素。

[0062] 上述 LS 拟合过程有几个方面值得详细描述。首先,损伤协方差矩阵 R 是 $N \times N$ 维的,其中 N 是由参量 G-RAKE 接收机电路 34 所使用的探测靶指的数目。参量 G-RAKE 处理的模拟工作表明只要 $N \geq 8$, α 和 β 的瞬时估计提供了良好的解调性能。使用八个或更多探测靶指,参量 G-RAKE 接收机电路 34 可以在短期的基础上(例如每个时隙、每隔一个时隙等)采用方程 7 和方程 8 描述的拟合过程。

[0063] 然而,方程 7 和方程 8 所述的过程的两个方面还需要另外解释。首先,给出方程仅仅是为了描述简单。实际上,参量 G-RAKE 接收机电路 34 只使用对应于测量的和模型化的损伤相关矩阵的上(下)三角部分的矩阵元素。一般应该使用这些矩阵的所有上(下)三角元素,以确保良好的解调性能。

[0064] 值得注意的第二点是参量 G-RAKE 接收机电路 34 具有一些先验知识,它可以利用这些先验知识简化计算,即它可以利用比例因数 α 和 β 是实数值的知识,以简化 LS 拟合问题。为了说明这点,可以重写方程 5 如下:

$$[0065] \quad \text{Re}\{R\} + j\text{Im}\{R\} = \alpha (\text{Re}\{R_{ISI}\} + j\text{Im}\{R_{ISI}\}) + \beta (\text{Re}\{R_n\} + j\text{Im}\{R_n\}) \quad \text{Eq. 9}$$

[0066] 其中 $\text{Re}\{\}$ 是返回复数值的实部的操作符, $\text{Im}\{\}$ 是返回复数值的虚部的操作符,并且 j 是 -1 的平方根。

[0067] 通过合并实部和虚部项,重写方程 6 如下:

$$[0068] \quad \begin{bmatrix} \text{Re}\{\hat{\mathbf{r}}_1\} \\ \text{Im}\{\hat{\mathbf{r}}_1\} \\ \text{Re}\{\hat{\mathbf{r}}_2\} \\ \text{Im}\{\hat{\mathbf{r}}_2\} \\ \vdots \\ \text{Re}\{\hat{\mathbf{r}}_K\} \\ \text{Im}\{\hat{\mathbf{r}}_K\} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \text{Re}\{\mathbf{r}_{ISI,1}\} & \text{Re}\{\mathbf{r}_{n,1}\} \\ \text{Im}\{\mathbf{r}_{ISI,1}\} & \text{Im}\{\mathbf{r}_{n,1}\} \\ \text{Re}\{\mathbf{r}_{ISI,2}\} & \text{Re}\{\mathbf{r}_{n,2}\} \\ \text{Im}\{\mathbf{r}_{ISI,2}\} & \text{Im}\{\mathbf{r}_{n,2}\} \\ \vdots & \vdots \\ \text{Re}\{\mathbf{r}_{ISI,K}\} & \text{Re}\{\mathbf{r}_{n,K}\} \\ \text{Im}\{\mathbf{r}_{ISI,K}\} & \text{Im}\{\mathbf{r}_{n,K}\} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \alpha \\ \beta \end{bmatrix} \quad \text{Eq. 10}$$

[0069] 因为方程 10 的所有元素都是实数, α 和 β 的解变为:

$$[0070] \quad \begin{bmatrix} \alpha \\ \beta \end{bmatrix} = (\mathbf{A}^T \mathbf{A})^{-1} \mathbf{A}^T \mathbf{p} \quad \text{Eq. 11}$$

[0071] 其中

$$[0072] \quad \mathbf{A} = \begin{bmatrix} \operatorname{Re}\{\mathbf{r}_{ISI,1}\} & \operatorname{Re}\{\mathbf{r}_{n,1}\} \\ \operatorname{Im}\{\mathbf{r}_{ISI,1}\} & \operatorname{Im}\{\mathbf{r}_{n,1}\} \\ \operatorname{Re}\{\mathbf{r}_{ISI,2}\} & \operatorname{Re}\{\mathbf{r}_{n,2}\} \\ \operatorname{Im}\{\mathbf{r}_{ISI,2}\} & \operatorname{Im}\{\mathbf{r}_{n,2}\} \\ \vdots & \vdots \\ \operatorname{Re}\{\mathbf{r}_{ISI,K}\} & \operatorname{Re}\{\mathbf{r}_{n,K}\} \\ \operatorname{Im}\{\mathbf{r}_{ISI,K}\} & \operatorname{Im}\{\mathbf{r}_{n,K}\} \end{bmatrix}, \mathbf{p} = \begin{bmatrix} \operatorname{Re}\{\hat{\mathbf{r}}_1\} \\ \operatorname{Im}\{\hat{\mathbf{r}}_1\} \\ \operatorname{Re}\{\hat{\mathbf{r}}_2\} \\ \operatorname{Im}\{\hat{\mathbf{r}}_2\} \\ \vdots \\ \operatorname{Re}\{\hat{\mathbf{r}}_K\} \\ \operatorname{Im}\{\hat{\mathbf{r}}_K\} \end{bmatrix} \quad \text{Eq. 12}$$

[0073] 注意 \hat{R} , R_{ISI} 和 R_n 的对角元素产生纯实数方程。

[0074] 用上述的处理步骤,如图 4 中总结的那样,参量 G-RAKE 接收机电路 34 允许在每个时隙的基础上进行测量和计算,该测量和计算支持比例因数的瞬时值的基于 LS 的估计。每个时隙计算又使得在一个传输间隔上计算的比例因数与在另一个传输间隔计算的那些比例因数之间的独立成为可能。

[0075] 然而,为了确保瞬时值是鲁棒的,该方法包括示出的约束步骤。也就是说,示出的方法根据一个或多个定义的限制通过限制或另外约束瞬时值的一个或两个来约束比例因数。例如,可以根据第一比例因数 α 的值来约束为第二比例因数 β 计算的瞬时值。

[0076] 对收发机 14 的单天线实施来说,对比例因数的一个或两个定阈值(限制)的步骤是可选的。在这种情况下,产生 α 和 β 的瞬时估计的 LS 拟合步骤可以提供足够的解调性能。然而,对使用多个接收天线 16 的实施例的模拟暗示当没有约束地使用 α 和 / 或 β 的瞬时值时,块出错率(BLER)曲线可能具有不希望的高错误平层(error floor)。错误平层的上升涉及估计的比例因数的比值上的变化(例如 $\phi = \alpha / \beta$)。

[0077] 好像最小二乘方估计过程会导致 β 变得相当小(相对于 α)或者甚至为负值。这种现象在 EUL 和 HS-DSCH 情景中更为突出,因为在那些情况中干扰项是主要损伤。在任何情况中,参数比值的变化可以导致收发机 14 中解码器电路所使用的软信息的较大变化。这种变化因此导致潜在较差的解码器性能,导致高解码错误平层。

[0078] 参数约束的一个示例是基于监视 α 和 β 的相对值,并且确定该比值是否超过某个(定义的)阈值 ρ 。该阈值可以根据经验确定,例如通过模拟来确定。利用这种方法进行参数约束,LS 拟合过程对给定时隙或间隔产生的 α 的瞬时值保持不变(只要其为正),但是 β 的瞬时值被设为 $\beta = \alpha (1 / \rho)$ 。这里,应当注意,在实际实施中,参量 G-RAKE 接收机电路 34 在 α 和 β 的估计中使用导频信道,并且这个实际细节意味着 α 不再表示码片能量 E_c 而是码片能量与导频能量的比值,由 E_c / E_p 给出。

[0079] 由于用来约束或另外限制 β 的一个(或多个)阈值在 E_c / E_p 上预测,因此参量 G-RAKE 接收机电路 34 必须估计 E_p 。估计 E_p 的一个简单方法是在时间上对 $h^H h$ 进行平均。这个平均值可以利用具有指数滤波器的形式来计算:

$$[0080] \quad E_p(n) = \gamma E_p(n-1) + (1 - \gamma) h^H h \quad \text{Eq. 13}$$

[0081] 其中 γ 是 0 到 1 之间的常数。

[0082] 将 E_p 的估计引入这个实施例得到关于 β 的以下关系:

$$[0083] \quad \beta = \max\left(\beta, \frac{\alpha E_p}{\rho}\right) \quad \text{Eq. 14}$$

[0084] 在方程 14 中,函数 $\max(A, B)$ 返回 A 和 B 的最大(带符号的)值。

[0085] 图 6 示出了上述比例因数约束的方法的示例,其中在每个时隙或每个间隔的基础上计算的 α 和 / 或 β 的瞬时估计被约束,这样 α 和 β 的估计足够鲁棒,用以产生组合权值和随后的码元估计和解码。

[0086] 处理开始于根据上述 LS 拟合过程例如在每个时隙的基础上产生 α 和 β 的瞬时估计(步骤 110),并且继续如上所述估计导频能量 E_p (步骤 112)。该处理继续评估表达式:

$$[0087] \quad \beta > \frac{\alpha E_p}{\rho} \quad \text{Eq. 15}$$

[0088] 其中 ρ 是希望的(固定的或可调的)阈值常数(步骤 114)。如果比例因数 β 大于评估量,那么将用于随后计算的 β 的工作值设为 β 的瞬时值(步骤 116)。如果不是,那么将工作值 β 设为约束值 $\beta = \alpha E_p / \rho$ (步骤 118)。

[0089] 当然,图 6 的处理逻辑代表非限制性示例,并且应当理解可以按照需要或希望采用不同的方法生成比例因数的鲁棒瞬时值。例如,另一个实施例监视从最小二乘方过程获得的 β 值。如果 β 是负的或零,可将 β 设为标称值 ϵ 。可选地,可将 β 设为 α 的一小部分。例如,如果 $\beta < \epsilon$,则设 β 为 ϵ 。

[0090] 在另一个实施例中,参量 G-RAKE 接收机电路 34 监视比值 ϕ 和 β ,以及阈值 ρ 。例如,如果比值 ϕ 超过某个阈值 ρ ,或者如果 $\beta < \epsilon$,则将 β 设为 $\beta = \alpha / \rho$ 。

[0091] 在另一个实施例中,参量 G-RAKE 接收机电路 34 监视比值 ϕ 。如果比值 ϕ 超过阈值 ρ ,那么用先前时隙中计算的瞬时值替换对当前的传输时隙根据 LS 拟合过程计算的 α 和 β 的瞬时值。当然,这个实施例通常不用于给定传输间隔的第一时隙,以防止比例因数在传输间隔上重复使用。然而,有此警告,很显然从相同传输间隔的先前传输时隙计算的约束之内的比例因数数值可以被重复使用以代替在随后的传输时隙中计算的位于约束之外的比例因数数值。

[0092] 在另一个实施例中,参量 G-RAKE 接收机电路 34 为给定传输间隔(例如给定的 TT I)的第一时隙计算比值 ϕ 。如果该比值小于阈值 ρ ,那么 α 和 β 的值被冻结(freeze)并将其用于传输间隔中的所有时隙。这个实施例因此可以节省计算周期,因为 α 和 β 的 LS 估计每个传输间隔只需要进行一次。然而,通常不冻结先前传输间隔的 α 和 β 的值以转移到随后的传输间隔。这种情况的一个例外是参量 G-RAKE 接收机电路 34 在连续的传输间隔上处理预定的传输(指向它的)。例如,如果收发机 14 是 WCDMA 网络中共享 HS-DSCH 的几个预定用户的其中之一时,会发生这种情况。而且,作为通用的建议希望不考虑阈值而希望对整个传输间隔冻结 α 和 β 和 / 或限制 ϕ 的变化。

[0093] 在另一个实施例中,参量 G-RAKE 接收机电路 34 监视比值 ϕ 。如果该比值超过阈值 ρ ,那么重新应用 LS 拟合过程来只估计参数 α 。对于 α 的重新估计,方程 2 变为:

$$[0094] \quad \mathbf{R} = \alpha \mathbf{R}_{ISI} + \frac{\alpha}{\rho} \mathbf{R}_n = \alpha \left(\mathbf{R}_{ISI} + \frac{1}{\rho} \mathbf{R}_n \right) \quad \text{Eq. 16}$$

[0095] 类似于之前对 α 和 β 的估计所描述的 LS 过程, α 的 LS 解由下式给出:

$$[0096] \quad \alpha = \left(\mathbf{A}^T \mathbf{A} \right)^{-1} \mathbf{A}^T \mathbf{p} \quad \text{Eq. 17}$$

[0097] 其中

$$[0098] \quad \mathbf{A} = \begin{bmatrix} \operatorname{Re}\{\tilde{\mathbf{r}}_1\} \\ \operatorname{Im}\{\tilde{\mathbf{r}}_1\} \\ \operatorname{Re}\{\tilde{\mathbf{r}}_2\} \\ \operatorname{Im}\{\tilde{\mathbf{r}}_2\} \\ \vdots \\ \operatorname{Re}\{\tilde{\mathbf{r}}_K\} \\ \operatorname{Im}\{\tilde{\mathbf{r}}_K\} \end{bmatrix}, \mathbf{p} = \begin{bmatrix} \operatorname{Re}\{\hat{\mathbf{r}}_1\} \\ \operatorname{Im}\{\hat{\mathbf{r}}_1\} \\ \operatorname{Re}\{\hat{\mathbf{r}}_2\} \\ \operatorname{Im}\{\hat{\mathbf{r}}_2\} \\ \vdots \\ \operatorname{Re}\{\hat{\mathbf{r}}_K\} \\ \operatorname{Im}\{\hat{\mathbf{r}}_K\} \end{bmatrix}, \text{ and} \quad \text{Eq. 18}$$

$$[0099] \quad \tilde{\mathbf{r}} = \mathbf{r}_{\text{ISI},k} + \frac{1}{\rho} \mathbf{r}_{n,k} \quad \text{Eq. 19}$$

[0100] 其中 $k = 1, \dots, K$ 。注意现在 \mathbf{A} 是只有一列的矩阵, 并且没有涉及矩阵求逆, 因为要求逆的量是标量。

[0101] 在另一个实施例中, 其是上述方法的变型, 参量 G-RAKE 接收机电路 34 利用这样的条件: 根据一些定义的关系 α 与 β 成比例。在该基础上, 通过将测量的损伤相关表示为只是 α 的函数, 然后使用方程 16- 方程 19 求解 α 来修改 LS 拟合过程。一旦确定了 α , 就使用定义的关系计算 β 。

[0102] 在上述实施例中, 例如通过生成 α 和 β 的瞬时值并且对瞬时值的一个或两个应用约束而在每个时隙的基础上获得比例因数的鲁棒估计。这种约束例如防止比例因数 β 与 α 相比变得太小, 并且因此保证对于每个传输时隙中的损伤相关估计和随后的组合权重值生成有 α 和 β 的“良好”的工作值可用。

[0103] 在一个或多个其他实施例中, 通过在给定传输间隔内的两个或更多传输时隙上累积数据 / 测量来获得比例因数的鲁棒估计。也就是说, 不是使用单个时隙估计 α 和 β , 而是可以将参量 G-RAKE 接收机电路 34 配置为使用来自多个时隙的信息来执行采用的 LS 拟合步骤以在给定的传输间隔内确定比例因数 α 和 β 的估计。

[0104] 图 7 示出了在给定的传输间隔的多于一个传输时隙上的数据 / 测量的累积 (步骤 104), 这样用于比例因数估计的样值集的大小变得更大。作为示例, 对于三个时隙传输间隔而言, 参量 G-RAKE 接收机电路 34 可被配置为从所有三个时隙上接收的解扩导频 (或通信量) 值获得测量的损伤相关, 以此提供了更大数量的样值用于产生由矩阵 $\hat{\mathbf{R}}$ 表示的快照损伤相关测量。

[0105] 参量 G-RAKE 接收机电路 34 使用累积的测量估计比例因数 α 和 β 的瞬时值 (步骤 106), 并且可选地, 可以对瞬时值的一个或两个应用约束 / 限制 (步骤 108)。然而, 使用更大样值集估计 α 和 β 的瞬时值 (即使用多于一个时隙的测量) 倾向于降低比例因数的估计“噪声”。随着估计噪声的减小, 用于获得比例因数的 LS 拟合过程通常生成内在更鲁棒的结果。从而不需要约束。

[0106] 数学上, 参量 G-RAKE 接收机电路 34 求解由下式给出的多时隙估计问题:

$$[0107] \quad \begin{bmatrix} \alpha \\ \beta \end{bmatrix} = (\mathbf{B}^T \mathbf{B})^{-1} \mathbf{B}^T \mathbf{x} \quad \text{Eq. 20}$$

[0108] 其中

$$[0109] \quad \mathbf{B} = \begin{bmatrix} \mathbf{A}^j \\ \mathbf{A}^{j+1} \\ \vdots \\ \mathbf{A}^{j+n} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{x} = \begin{bmatrix} \mathbf{p}^j \\ \mathbf{p}^{j+1} \\ \vdots \\ \mathbf{p}^{j+n} \end{bmatrix} \quad \text{Eq. 21}$$

[0110] 并且 \mathbf{A}^j 和 \mathbf{P}^j 代表给定传输间隔的第 j 个时隙的 \mathbf{A} 矩阵和 \mathbf{P} 矢量。

[0111] 作为该方法的变型, 参量 G-RAKE 接收机电路 34 可以被配置为对传输间隔中的每个时隙获得 α 和 β 的 LS 估计 (例如 $\mathbf{B} = \mathbf{A}^j, \mathbf{x} = \mathbf{P}^j$), 然后一起平均这些估计。在数学形式上, 这个变量由下式给出:

$$[0112] \quad \alpha = \frac{1}{k} \sum_{j=1}^k \alpha(j) \quad \text{Eq. 22}$$

[0113] 以及

$$[0114] \quad \beta = \frac{1}{k} \sum_{j=1}^k \beta(j) \quad \text{Eq. 23}$$

[0115] 其中 k 代表当前时隙索引 (index), 并且 j 从传输间隔 (例如 TTI) 的一开始向当前时隙索引进行索引。同时注意在多个时隙上的平均仍代表每个传输间隔的解, 因为时隙到时隙的平均通常不在传输间隔上执行。

[0116] 在其他实施例中, 参量 G-RAKE 接收机电路 34 可以有利地配置为与多个接收天线 16 一起使用。例如, 考虑两个接收天线 16, 其中方程 2 变为:

$$[0117] \quad \begin{bmatrix} R_{11} & R_{12} \\ R_{21} & R_{22} \end{bmatrix} = \alpha \begin{bmatrix} R_{IS11} & R_{IS12} \\ R_{IS21} & R_{IS22} \end{bmatrix} + \beta \begin{bmatrix} R_{n11} & 0 \\ 0 & R_{n22} \end{bmatrix} \quad \text{Eq. 24}$$

[0118] 相关矩阵 R_n 的非对角块的元素对应于不同天线的耙指之间的噪声相关, 并且等于 0。所有先前的实施例可以在多个接收天线的情况下使用。另一个实施例考虑将测量的损伤相关矩阵 R 的非对角元素设为零, 如下所示:

$$[0119] \quad \begin{bmatrix} R_{11} & 0 \\ 0 & R_{22} \end{bmatrix} = \alpha \begin{bmatrix} R_{IS11} & R_{IS12} \\ R_{IS21} & R_{IS22} \end{bmatrix} + \beta \begin{bmatrix} R_{n11} & 0 \\ 0 & R_{n22} \end{bmatrix} \quad \text{Eq. 25}$$

[0120] 然后使用前述的 LS 拟合过程估计比例因数 α 和 β 。

[0121] 应当注意这个方法将参数 α 的估计值向更低的值偏离, 但是它性能良好, 因为它减小了比例因数的比值的变化的变化 (相比 R 矩阵的所有元素都用在 LS 估计中的情况)。如果 LS 拟合过程对比例因数产生负值, 参量 G-RAKE 接收机电路 34 可以被配置为简单地将它们设为零。

[0122] 还要注意, 上述方法代表获得比例因数 α 和 β 的鲁棒估计的一步过程。然而, 将理解的是约束步骤可被执行为可选的第二步骤, 其中对 α 和 / 或 β 的值进行约束或另外加以限制以确保良好的接收机性能。

[0123] 在另一个实施例中, 参量 G-RAKE 接收机电路 34 使用迭代过程估计比例因数。考虑收发机 14 使用两个接收天线 16 的情况。相关矩阵 R_n 的非对角块的元素对应于不同天线的耙指之间的噪声相关。这些值等于零。因此, 对于两个天线的情况, 方程 5 变为方程 24, 在此重写如下:

$$[0124] \quad \begin{bmatrix} R_{11} & R_{12} \\ R_{21} & R_{22} \end{bmatrix} = \alpha \begin{bmatrix} R_{ISI11} & R_{ISI12} \\ R_{ISI21} & R_{ISI22} \end{bmatrix} + \beta \begin{bmatrix} R_{n11} & 0 \\ 0 & R_{n22} \end{bmatrix} \quad \text{Eq. 26}$$

[0125] 从上面的表达式可以看出 β 的值不依赖于非对角块。因此,可以只使用对角块估计 β 。采用两个步骤来估计 α 和 β 。首先,只使用对角块估计这两个参数,将这些初始估计标记为 α_1 和 β_1 。对此,一个适当的表达式由下给出:

$$[0126] \quad \begin{bmatrix} R_{11} & 0 \\ 0 & R_{22} \end{bmatrix} = \alpha \begin{bmatrix} R_{ISI11} & 0 \\ 0 & R_{ISI22} \end{bmatrix} + \beta \begin{bmatrix} R_{n11} & 0 \\ 0 & R_{n22} \end{bmatrix} \quad \text{Eq. 27}$$

[0127] 然后,将 β 设为估计值 $\beta = \beta_1$,并且使用方程 26 重新估计参数 α ,记为 α_2 。然后通过设定 $\alpha = \alpha_2$ 并且使用方程 27 重新估计比例因数 β 以确定 β_2 。在固定 β 和使用方程 26 重新估计 α ,然后固定 α ,使用方程 27 重新估计 β 之间的迭代,可以以预定的次数重复或者重复直到满足定义的停止标准。通常来说,在每个传输间隔基础上估计比例因数可以基于初始估计第一和第二比例因数,然后迭代地使用第一和第二比例因数的其中之一估计修改对第一和第二比例因数的另一个的估计。

[0128] 图 8 示出了迭代确定比例因数的另一个实施例,其是上述方法的变型。处理开始于如上所述从对角块估计 α_1 和 β_1 (步骤 120)。处理继续计算比值 $\phi_1 = \alpha_1 / \beta_1$ (步骤 122)。然后使用 $\beta_2 = \beta_1$ 的值经由 LS 拟合过程估计 α_2 (步骤 124),并且计算新比值 $\phi_2 = \alpha_2 / \beta_2$ (步骤 126)。两个比值 ϕ_1 和 ϕ_2 与定义的阈值 ρ 进行比较测试(步骤 128)。如果两个比值都超过 ρ 值,那么使用对应于两个比值中最小一个的比例因数 α 和 β ,作为 α 的函数根据定义的阈值(约束)限制 β (步骤 130)。

[0129] 可选地,如果只有一个比值没有超过阈值 ρ ,那么使用对应于那个比值的比例因数 α 和 β 的值。因此,如果 ϕ_1 超过阈值而 ϕ_2 低于阈值(由步骤 128 和 132 的组合检查),那么使用对应于 ϕ_2 的比例因数(步骤 134)。相反,如果 ϕ_2 超过阈值而 ϕ_1 低于阈值(由步骤 128 和 132 的组合检查),那么使用对应于 ϕ_1 的比例因数(步骤 136)。

[0130] 在另一个迭代求解实施例中,参量 G-RAKE 接收机电路 34 被配置为通过采用其可用的额外信息改进比例因数 α 和 β 的估计。例如,接收的通信信号通常包括纠错码和/或检错码,其可用于改进比例因数估计。

[0131] 例如,假设对每个(接收信号)编码块提供了循环冗余检验(CRC)值,参量 G-RAKE 接收机电路 34 可以通过尝试比例因数 α 和 β 的不同候选对来改进它的比例因数估计。对于每个候选对,解调并解码所接收的信号,并且检查 CRC。对应于没有被检查的 CRC 的所有参数候选对都被抛弃。对所有候选对继续该过程直到 CRC 检查或者处理了所有候选对。注意一个编码块可以对应于多个传输时隙,并且不同的传输时隙可以使用不同的比例因数。在这些情况中,候选对指的是一个块中的所有时隙的参数对的组。

[0132] 有几种方法决定一个好的候选组。例如,假设参量 G-RAKE 接收机电路获得 α 和 β 的初始估计。用这些初始估计,它然后通过修改 α 和 β 的标称值来产生一组候选对,例如通过 $\alpha = \alpha + \epsilon_1$ 以及 $\beta = \beta + \epsilon_2$,其中 ϵ_1 和 ϵ_2 可以分别选为 α 和 β 的一小部分。另一种方法是尝试不同的 α 和 β 比值。当然,可以使用其他方法获得比例因数对的候选组,并且本领域的技术人员将意识到上述示例是非限制性的。

[0133] 比例因数估计的又一个实施例使用两步骤比例因数确定过程,其对实值接收滤波器有效。(例如,对大多数 WCDMA 接收机实施方式来说实值接收滤波器是

合理的假设。)回忆方程 2 给出的损伤相关表达式,如果接收滤波器是实值的,那么 R_n 为实值。由于 β 必须为实,损伤相关矩阵 R 的虚部项只是 α 的函数。概念上,参量 G-RAKE 接收机电路 34 可以首先使用虚部项求解 α ,然后使用实部项加上对 α 计算的值求解 β 。按照详细过程,这个实施例由以下步骤组成:(1) 给定超定方程系统 $\text{imaginary}(\hat{R}) \approx \alpha [\text{imaginary}(R_{\text{ISI}})]$ 对 α 求解最小二乘方问题;以及 (2) 给定超定方程系统 $\text{real}(\hat{R} - \alpha R_{\text{ISI}}) \approx \beta R_n$,使用步骤 (1) 的 α ,对 β 求解最小二乘方问题。

[0134] 不管实施上述实施例的哪个或其组合,本发明教导了基于比例因数的每个间隔估计使用参量 G-RAKE 处理的无线通信设备或系统,例如收发机 14。每个间隔估计改进了在涉及比例因数估计的条件在传输间隔之间潜在地急剧变化的情况中作为 G-RAKE 处理的一部分执行的损伤相关以及相应的组合权值计算。照此,在每个间隔基础上的比例因数估计通常防止在接收的通信信号的一个传输间隔中估计的比例因数受到在接收的通信信号的另一传输间隔中估计的比例因数的影响。

[0135] 在那点上,这里所使用的术语“在每个间隔基础上”应当给予宽泛的解释。

[0136] 例如,这里所教导的比例因数估计的一些实施例确实从一个时隙到另一个时隙携带比例因数,即在一个时隙估计的一个(或多个)比例因数被重用在—个或多个后续时隙中。然而,就在给定传输间隔内计算比例因数的新值来说,通过在所有或部分所述给定传输间隔期间主要的信号状态来驱动那些计算。

[0137] 谨记该宽泛的理解,本领域的技术人员将理解本发明并不限于上述特征和优势。相反,本发明仅由随附的权利要求和它们的法律等同物限定。

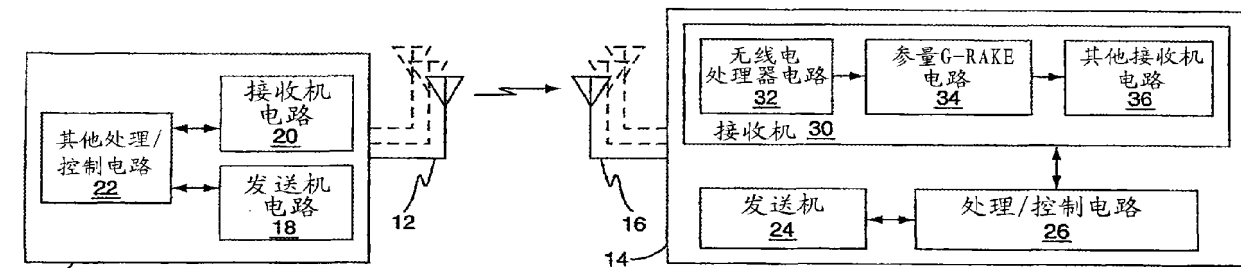


图 1

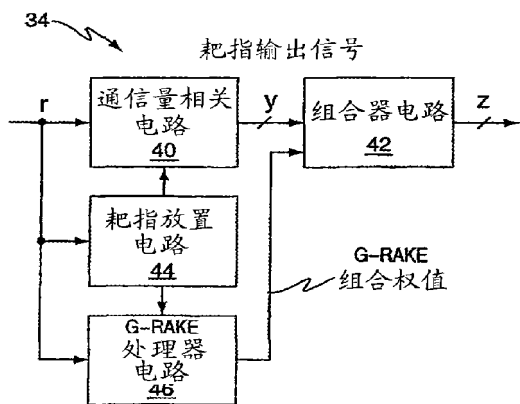


图 2

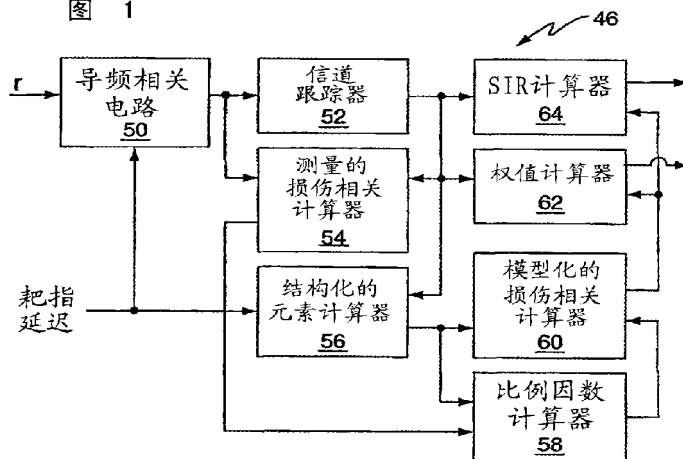


图 3

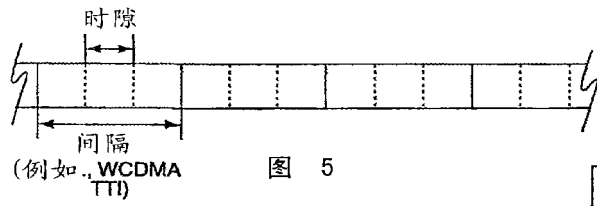


图 5

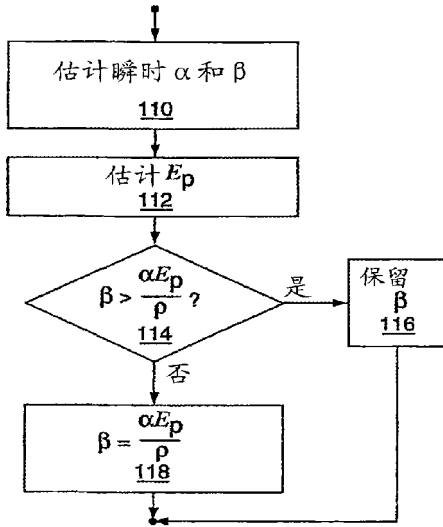


图 6

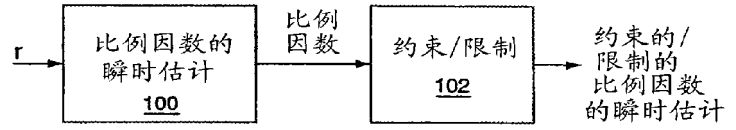


图 4

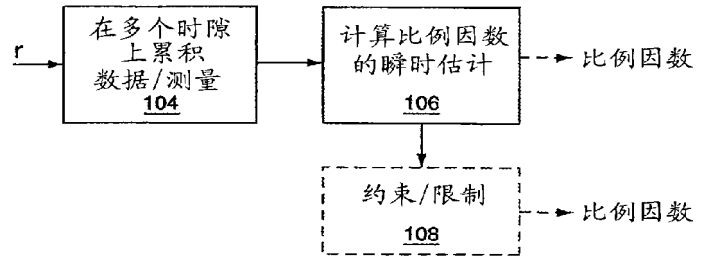


图 7

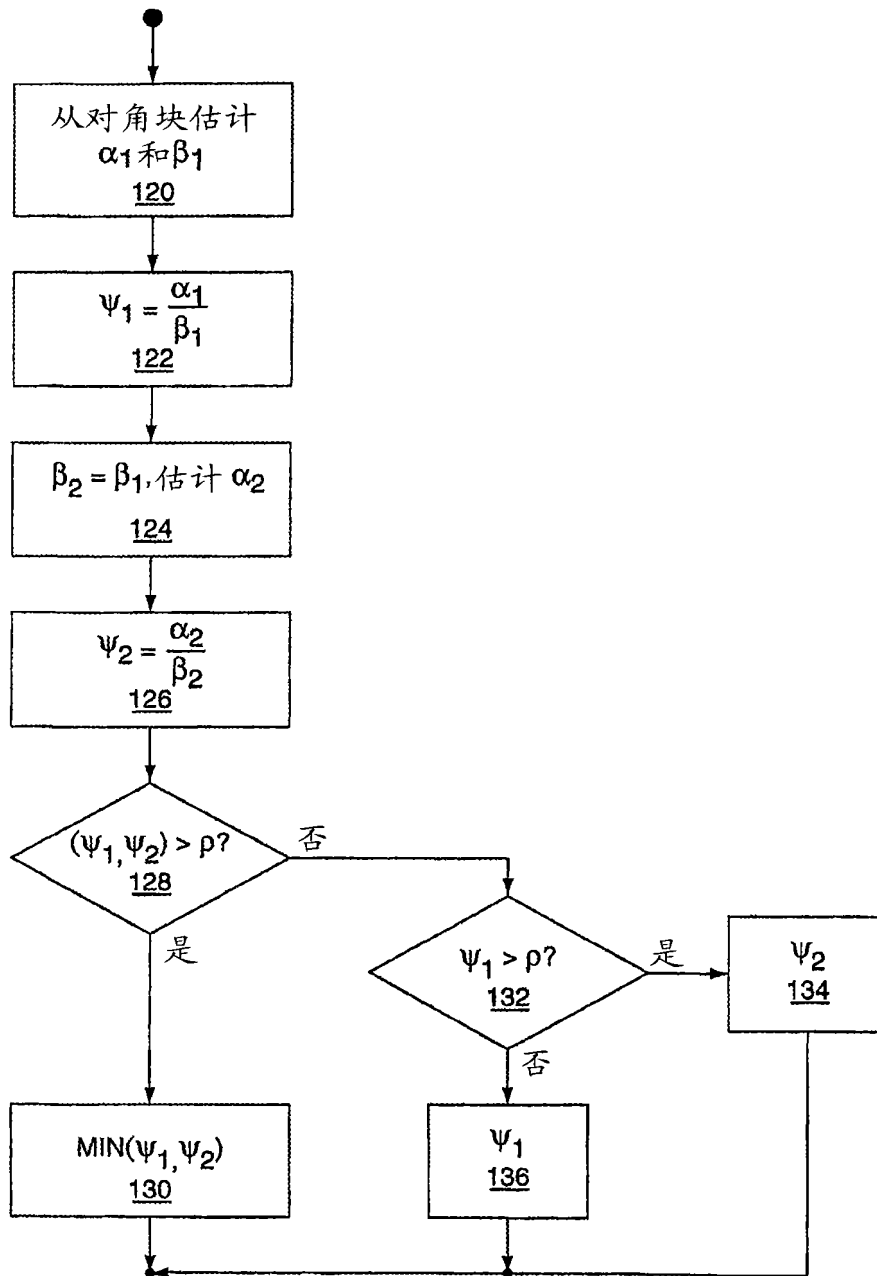


图 8