

(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 101090287 B

(45) 授权公告日 2011. 09. 07

(21) 申请号 200710109840. 1

CN 1340926 A, 2002. 03. 20, 全文.

(22) 申请日 2007. 05. 30

CN 1762108 A, 2006. 04. 19, 说明书第 4 页第 3 行到第 24 行, 第 5 页第 10 行到第 6 页第 22 行到第 27 行, 第 10 页第 15 行到第 12 页第 10 行, 第 15 页第 22 行到第 16 页第 26 行, 附图 2, 4A, 5, 6.

(30) 优先权数据

11/442, 860 2006. 05. 30 US

(73) 专利权人 美国博通公司

审查员 解亚琦

地址 美国加州尔湾市奥尔顿公园路 16215 号 92618-7013

(72) 发明人 塞韦林·卡特罗伊斯-厄斯戈  
文科·厄斯戈

(74) 专利代理机构 深圳市顺天达专利商标代理有限公司 44217

代理人 蔡晓红 纪媛媛

(51) Int. Cl.

H04B 7/04 (2006. 01)

H04B 7/26 (2006. 01)

(56) 对比文件

CN 1555613 A, 2004. 12. 15, 全文.

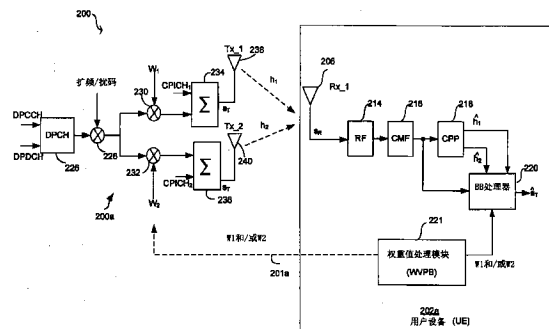
权利要求书 1 页 说明书 12 页 附图 8 页

(54) 发明名称

无线通信系统中的信号处理方法及系统

(57) 摘要

本发明涉及无线通信系统中的信号处理方法及系统, 包括在配备有 RAKE 接收机的 WCDMA 网络中通过抑制干扰来提高闭环发射分集模式性能。该方法包括根据对应的多个权重值, 在接收机处计算接收自发射机的无线信号的多个信号干扰噪声比 (SINR) 值。接着确定已计算出的多个 SINR 值中的最大值。随后, 将包括对应的多个权重值之一在内的至少一个权重值反馈给发射机。包括对应的多个权重值之一在内的至少一个权重值与确定出的多个 SINR 值中的最大值相关。包括对应的多个权重值之一在内的至少一个权重值将通过至少一条上行通信信道传送给发射机。



1. 一种无线通信系统中的信号处理方法,其特征在于,包括:

利用量化步长值从  $[0^\circ, 360^\circ]$  的范围中选择至少一个相移值环回搜索多个权重值,根据对应的多个权重值,在接收机处计算接收自发射机的无线信号的多个信号干扰噪声比 SINR 值;

确定已计算出的所述多个 SINR 值中的最大值;以及

反馈至少一个权重值到所述发射机,该权重值包括所述对应的多个权重值之一,它与确定出的多个 SINR 值中的最大值相关。

2. 根据权利要求 1 所述的方法,其特征在于,进一步包括,通过至少一条上行通信信道向所述发射机传送包括所述对应的多个权重值之一在内的所述至少一个权重值。

3. 根据权利要求 2 所述的方法,其特征在于,所述至少一条上行通信信道包括高速专用物理控制信道 (HS-DPCCH)。

4. 根据权利要求 1 所述的方法,其特征在于,所述多个 SINR 值的每一个包括至少一个路径间干扰 (IPI) 值。

5. 根据权利要求 1 所述的方法,其特征在于,所述多个权重值包括至少一个闭环模式 1 (CLM 1) 权重值。

6. 一种无线通信系统中的信号处理系统,其特征在于,包括:

使能利用量化步长值从  $[0^\circ, 360^\circ]$  的范围中选择至少一个相移值环回搜索多个权重值,根据对应的多个权重值,在接收机处计算接收自发射机的无线信号的多个信号干扰噪声比 SINR 值的模块;

使能确定已计算出的所述多个 SINR 值中的最大值的模块;以及

使能反馈至少一个权重值到所述发射机的模块,该权重值包括所述对应的多个权重值之一,它与确定出的多个 SINR 值中的最大值相关。

7. 根据权利要求 6 所述的系统,其特征在于,进一步包括:使能通过至少一条上行通信信道向所述发射机传送包括所述对应的多个权重值之一在内的所述至少一个权重值的模块。

8. 根据权利要求 7 所述的系统,其特征在于,所述至少一条上行通信信道包括高速专用物理控制信道 (HS-DPCCH)。

9. 根据权利要求 6 所述的系统,其特征在于,所述多个 SINR 值的每一个包括至少一个路径间干扰 (IPI) 值。

10. 根据权利要求 6 所述的系统,其特征在于,所述多个权重值包括至少一个闭环模式 1 (CLM 1) 权重值。

## 无线通信系统中的信号处理方法及系统

### 技术领域

[0001] 本发明涉及无线通信信号处理,更具体地说,涉及一种在配备有 RAKE 接收机的 WCDMA 网络中通过抑制干扰来提高闭环发射分集模式性能的方法和装置。

### 背景技术

[0002] 移动通信改变了人们的通信方式,而移动电话也已经从奢侈品变成了人们日常生活中不可缺少的一部分。今天,移动设备的使用由社会环境支配,而不受地域和技术的限制。虽然语音通信可满足人们交流的基本要求,且移动语音通信也已进一步渗入了人们的日常生活,但移动通信发展的下一阶段是移动互联网。移动互联网将成为日常信息的共同来源,理所当然应实现对这些数据的简单通用的移动式访问。

[0003] 第三代 (3G) 蜂窝网络专门设计来满足移动互联网的这些未来的需求。随着这些服务的大量出现和使用,对于蜂窝网络运营商而言,网络容量和服务质量 (QoS) 的成本效率优化等因素将变得更为重要。当然,可以通过精细的网络规划和运营、传输方法的改进以及接收机技术的提高来实现这些因素。因此,运营商需要新的技术,以便增大下行吞吐量,从而提供比那些线缆调制解调器和 / 或 DSL 服务提供商更好的 QoS 容量和速率。在这点上,对于今天的无线通信运营商而言,采用基于宽带 CDMA (WCDMA) 技术的网络将数据传送到终端用户是更为可行的选择。

[0004] GPRS 和 EDGE 技术可用于提高当前如 GSM 等第二代 (2G) 系统的数据吞吐量。GSM 技术可支持每秒 14.4 千比特 (Kbps) 的数据速率,而在 2001 年提出的 GPRS 技术可以支持高达 115Kbps 的数据速率。GPRS 技术允许在每个时分多址 (TDMA) 帧中包括 8 个数据时隙,而相应地,GSM 技术在每个 TDMA 帧中只允许 1 个数据时隙。2003 年提出的 EDGE 技术可支持高达 384Kbps 的数据速率。EDGE 技术采用 8 相移键控 (8-PSK) 调制方法,从而比 GPRS 获得更高的数据速率。GPRS 和 EDGE 技术可称为“2.5G”技术。

[0005] 2003 年提出的 UMTS 技术的数据速率理论上可达 2Mbps,它是由 GSM 升级的 WCDMA 3G 系统。UMTS 技术可以实现较高数据速率的一个原因是其具有 5MHz 的 WCDMA 信道带宽,而 GSM 的信道带宽只有 200KHz。HSDPA 技术是面向数据通信的基于网际协议 (IP) 的服务,它采用 WCDMA 来提供每秒 10 兆比特 (Mbps) 量级的数据传输速率。在 3GPP 组织的开发下,HSDPA 技术可通过多种方法获得更高的数据传输速率。例如,许多传输判定可在基站级别进行,与在移动交换中心或交换局进行这种判定相比,更接近用户设备。这些判定包括要传输数据的时序安排、数据的重传时间以及传输信道质量的评价。HSDPA 技术也可采用可变的编码率。HSDPA 技术可支持在高速下行共享信道 (HS-DSCH) 的 16 级正交幅度调制 (16-QAM),从而允许多个用户共享空中接口信道。

[0006] 在某些应用实例中,即使与最先进的 3G 网络相比,HSDPA 也可在网络容量上提供 2 倍的改进,同时将数据速率提高到五倍 (超过 10Mbps) 以上。HSDPA 还可缩短网络和终端之间的往返时间,同时减小下行传输延时的抖动。这些性能优势可以直接转化为改进的网络性能和更高的用户满意度。由于 HSDPA 是 GSM 系列的扩展,也可直接在最流行的

移动技术所提供的机制上建立。HSDPA 可在 WCDMA 网络分组数据容量上提供突破性的改进,提高频谱和无线接入网络 (RAN) 硬件效率,同时可简化网络实现。这些改进可直接转化为每比特更低的成本、更快且更多可用业务,以及定位于在未来以数据为核心的市场中更具竞争力的网络。

[0007] HSDPA 的容量、质量和性价比的优势可为运营商及其用户带来相当的好处。对于运营商而言,对当前 WCDMA 网络反向兼容的升级是网络改革中下一个既合理又合算的步骤。部署 HSDPA 之后,HSDPA 可在相同载波上与当前 WCDMA Release 99 业务共存,同时允许运营商在现存 WCDMA 网络中提供更大容量和更高数据速率。运营商可利用该解决方案在单个无线载波中支持更多的高数据速率用户。HSDPA 让真正的大众市场移动 IP 多媒体成为可能,并将推动大数据量业务的消费,同时降低业务传输的每比特成本,从而提高收入和最终网络收益。对于急需数据的移动用户而言,HSDPA 的性能优势可转化为更短的服务响应时间,更小的时延和更快的可感知到的连接。用户也可在进行语音呼叫的同时通过 HSDPA 下载分组数据。

[0008] 与先前或其它技术相比,HSDPA 可提供多个重要的性能改进。例如,HSDPA 可将 WCDMA 的比特速率提高到 10Mbps,从而利用更高阶调制 (16-QAM) 以及自适应编码和调制机制达到更高的理论峰值速率。QPSK 的最大比特率是 5.3Mbps 而 16-QAM 的最大比特率是 10.7Mbps。没有信道编码时理论比特速率可以高达 14.4Mbps。使用 QPSK 调制的终端容量级范围为 900Kbps 到 1.8Mbps,而使用 16-QAM 调制可达到 3.6Mbps 或更高。最高容量级可支持最高 14.4Mbps 的最大理论比特速率。

[0009] 不过,实现高级无线技术如 WCDMA 和 / 或 HSDPA 等仍然需要克服一些架构上的困难。例如,RAKE 接收机是 CDMA 系统中最常用的接收机,主要是因为其简单性和较好的性能。而且 WCDMA Release 99 网络被设计为使用 RAKE 接收机。RAKE 接收机包括一组扩频序列相关器,每个相关器接收单个多径信号。RAKE 接收机工作于多个离散路径之上。接收到的多径信号通过多种方式合并在一起,在相关接收机中优选最大比合并 (maximum ratio combining,简称 MRC) 方式。不过,RAKE 接收机在许多实际系统中不是最理想的。例如,其性能将因为多址干扰 (multiple access interference,简称 MAI) 而降低,MAI 是指网络中其它用户引入的干扰。

[0010] 在 WCDMA 下行链路中,小区内干扰和小区间干扰可产生 MAI。来自相邻基站的信号会形成小区间干扰,其特征表现为扰码、信道和到达角度不同于期望的基站信号。采用空间均衡可抑制小区间干扰。在采用正交扩频码的同步下行链路应用中,多径传播会产生小区内干扰。在某些情况下,小区内干扰包括路径间干扰 (interpath interference,简称 IPI)。当一个或多个路径,或者 RAKE “耙指 (finger)” 干扰 RAKE 接收机内的其它路径时,将发生 IPI。由于带有任意时移的扩频序列之间的非零交叉相关性,解扩频之后的传播路径 (或 RAKE 耙指) 间存在干扰,从而产生 MAI。小区内干扰的水平对信道响应的依赖性很强。在近似平坦的衰落信道中,物理信道之间几乎保持完全正交,小区内干扰对接收机性能不会有任何严重的影响。另一方面,频率选择性信道中,RAKE 接收机的性能将由于小区内干扰而严重恶化。频率选择性对于 WCDMA 网络中的信道来说是很常见的。

[0011] 由于在将非线性信道均衡器应用到 WCDMA 下行时面临的困难,应用非线性均衡器检测预期的物理信道将促使应用干扰消除器或最佳多用户接收机。两种类型的接收机对于

移动终端而言都是非常复杂的,且需要不可能随时在移动终端中获取的信息。总基站信号可认为是预期信号。不过,非线性均衡器依赖于预期信号星座图(constellation)的在前情况,且该信息可能在 WCDMA 终端中无法随时获取。总基站信号的星座图,即所有物理信道的总和,是不均匀间距的高阶正交幅度调制(QAM)星座图。由于发射功率控制(TPC)、控制数据字段之间可能的功率偏移、专用物理信道时分复用,使得星座图的间距不断变化。星座图的阶数也由于不连续的发射而频繁变化。这就使精确估计星座图变得非常困难。

[0012] 在这方面,采用多发和/或多收天线可提高系统的总体性能。这些多天线配置也可称为智能天线技术,用来在信号接收时减轻多径衰落效应和/或信号干扰的影响。可预见地,为满足上述系统的渐增的容量需求,在蜂窝系统的基站设施和移动用户单元的配置中将越来越多地使用智能天线技术。从当前基于语音的服务到下一代可提供语音、视频和数据通信的无线多媒体服务,这些需求都在逐渐显现出来。

[0013] 多发和/或多收天线的使用被设计为可获得分集增益,同时抑制在信号接收过程中产生的干扰。通过增加已接收的信噪比、提高抗干扰的健壮性、和/或允许更大的频率复用以获得更高容量,分集增益可提高系统性能。在集成多天线接收器的通信系统中,M个接收天线可用于使(M-1)个干扰影响无效。相应地,可利用N个发送天线同时在相同带宽中发送N个信号,通过接收器中使用的N个天线集,发送信号接着可被分解为N个独立信号。使用多个发送和接收天线的系统可称为多入多出(MIMO)系统。多天线系统,尤其是MIMO系统的一个很吸引人的方面在于,使用这些传输配置可大大增加系统容量。对于固定的总发射功率,MIMO配置提供的容量与增加的信噪比(SNR)成比例。例如,在多径衰落信道中,SNR每增加3-dB,MIMO配置可增加大概M个额外比特/周期的系统容量。

[0014] 然而,在无线通信中尤其在无线手持机设备中,由于尺寸、复杂度和功耗的增加导致成本增加,限制了多天线系统的广泛部署。为每个发送天线和接收天线提供单独RF链路是增加多天线系统成本的直接因素。随着发送天线和接收天线的增加,系统复杂度、功耗和总成本都将增加。此外,无线通信系统接收机一侧的传统信号处理方法并没有考虑外部干扰以及多径衰落环境引起的IPI。由此引出了移动系统设计和应用中的问题。

[0015] 通过将这些系统与本申请后续部分结合附图介绍的本发明某些方面进行比较,常规和传统方法的进一步局限性和缺点对本领域的技术人员来说变得很明显。

## 发明内容

[0016] 本发明提出了一种在配备有RAKE接收机的WCDMA网络中通过抑制干扰来提高闭环发射分集模式性能的方法和/或装置,结合至少一幅附图给出了充分地显示和/或描述,并更完整地在权利要求中阐明。

[0017] 根据本发明的一方面,提供一种无线通信系统中的信号处理方法,包括:

[0018] 根据对应的多个权重值,在接收机处计算接收自发射机的无线信号的多个信号干扰噪声比(SINR)值;

[0019] 确定已计算出的多个SINR值中的最大值;以及

[0020] 反馈至少一个权重值到所述发射机,该权重值包括所述对应的多个权重值之一,它与确定出的多个SINR值中的最大值相关。

[0021] 优选地,该方法进一步包括,通过至少一条上行通信信道向所述发射机传送包括

所述对应的多个权重值之一在内的所述至少一个权重值。

[0022] 优选地,所述至少一条上行通信信道包括高速专用物理控制信道(HS-DPCCH)。

[0023] 优选地,所述多个 SINR 值的每一个包括至少一个路径间干扰(inter-pathinterference,简称为 IPI) 值。

[0024] 优选地,所述多个权重值包括至少一个闭环模式 1(CLM 1) 权重值。

[0025] 优选地,所述多个权重值包括至少一个闭环模式 2(CLM 2) 权重值。

[0026] 优选地,该方法进一步包括:

[0027] 利用至少一个相移值为所述无线信号计算所述多个 SINR 值;

[0028] 利用至少一个量化步长值从  $[0^\circ ; 360^\circ ]$  的范围中选择所述至少一个相移值。

[0029] 优选地,该方法进一步包括利用相移值和幅度值中的至少一个为所述无线信号计算所述多个 SINR 值。

[0030] 优选地,该方法进一步包括在所述接收机处获取下述至少一项:所述无线信号的信道状态信息和系统几何分布(system geometry) 信息。

[0031] 优选地,该方法进一步包括在所述接收机处根据所述信道状态信息和所述系统几何分布(system geometry) 信息中的至少一个为所述无线信号计算所述多个 SINR 值。

[0032] 根据本发明的一方面,提供一种无线通信系统中的信号处理系统,包括:

[0033] 集成到接收机中的至少一个处理器,使能(enable) 根据对应的多个权重值,在接收机处计算接收自发射机的无线信号的多个信号干扰噪声比(SINR) 值;

[0034] 所述至少一个处理器使能(enable) 确定已计算出的所述多个 SINR 值中的最大值;以及

[0035] 所述至少一个处理器使能反馈至少一个权重值到所述发射机,该权重值包括所述对应的多个权重值之一,它与确定出的多个 SINR 值中的最大值相关。

[0036] 优选地,所述至少一个处理器使能通过至少一条上行通信信道向所述发射机传送包括所述对应的多个权重值之一在内的所述至少一个权重值。

[0037] 优选地,所述至少一条上行通信信道包括高速专用物理控制信道(HS-DPCCH)。

[0038] 优选地,所述多个 SINR 值的每一个包括至少一个路径间干扰(inter-pathinterference,简称为 IPI) 值。

[0039] 优选地,所述多个权重值包括至少一个闭环模式 1(CLM 1) 权重值。

[0040] 优选地,所述多个权重值包括至少一个闭环模式 2(CLM 2) 权重值。

[0041] 优选地,所述至少一个处理器使能利用至少一个相移值为所述无线信号计算所述多个 SINR 值;

[0042] 优选地,所述至少一个处理器使能利用至少一个量化步长值从  $[0^\circ ; 360^\circ ]$  的范围中选择所述至少一个相移值。

[0043] 优选地,所述至少一个处理器使能在所述接收机处获取下述至少一项:所述无线信号的信道状态信息和系统几何分布(system geometry) 信息。

[0044] 优选地,所述至少一个处理器使能在所述接收机处根据所述信道状态信息和所述系统几何分布(system geometry) 信息中的至少一个为所述无线信号计算所述多个 SINR 值。

[0045] 本发明的各种优点、目的和创新特征,及其实施例的具体细节,将通过下面的描述

和附图中得到更充分的理解。

### 附图说明

- [0046] 图 1A 是根据本发明实施例可实现低时延链路自适应的无线分布式架构的示意图；
- [0047] 图 1B 是可与本发明实施例结合使用的 HSDPA 信道结构示意图；
- [0048] 图 2 是根据本发明实施例，带有接收机信道估计的无线通信系统的方框图；
- [0049] 图 3A 是根据本发明实施例，在采用 RAKE 接收机的无线系统中通过干扰抑制后的闭环发射分集模式性能的第一曲线图；
- [0050] 图 3B 是根据本发明实施例，在采用 RAKE 接收机的无线系统中通过干扰抑制后的闭环发射分集模式性能的第二曲线图；
- [0051] 图 3C 是根据本发明实施例，在采用 RAKE 接收机的无线系统中通过干扰抑制后的闭环发射分集模式性能的第三曲线图；
- [0052] 图 3D 是根据本发明实施例，在采用 RAKE 接收机的无线系统中通过抑干扰制后的闭环发射分集模式性能的第四曲线图；
- [0053] 图 4 是根据本发明实施例，在配备有 RAKE 接收机的 WCDMA 网络中处理无线信号的流程图。

### 具体实施方式

[0054] 本发明提出了一种在配备有 RAKE 接收机的 WCDMA 网络中通过抑制干扰来提高闭环发射分集模式性能的方法和 / 或装置。该方法一方面包括对于接收到的来自发射机的无线信号，根据对应的多个权重值，在接收机处计算多个信号干扰噪声比 (SINR) 值。接着确定计算出的多个 SINR 值中的最大值。随后，包括对应的多个权重值之一在内的至少一个权重值被反馈回发射机。包括对应的多个权重值之一在内的至少一个权重值与计算出的多个 SINR 值中已确定的最大值相关。包括对应的多个权重值之一在内的权重值将通过至少一条上行通信信道传送给发射机。多个 SINR 值中的每一个都包括路径间干扰 (interpathinterference, 简称为 IPI) 值。接收机还可获取无线信号的信道状态信息和 / 或系统几何分布 (system geometry) 信息。接收机可根据上述信道状态信息和 / 或系统几何分布 (system geometry) 信息可为无线信号计算多个 SINR 值。

[0055] 图 1A 是根据本发明实施例可实现低时延链路自适应的无线分布式架构的示意图。如图 1A 所示，其中给出了用户设备 (UE) 110 和 112 以及基站 (BS) 114。在分布式架构中可构建 WCDMA 数据连接，如 HSDPA，通过将关键处理放到 BS 114 中，由此可更靠近空中接口，从而可实现低时延链路自适应。相应地，BS 114 的 MAC 层将从第 2 层移到第 1 层，这就表示系统将以快得多的方式来响应数据接入。一般在现有 GSM/EDGE 标准中建立的快速链路自适应方法包括快速物理层 (L1) 重传组合和链路自适应技术。这些技术可大大提高移动终端 110 和 112 以及 BS 114 之间的数据包吞吐量性能。

[0056] HSDPA 技术采用了几个重要的新技术提议。其中某些包括在 BS 114 安排下行数据包操作、更高阶调制、自适应调制和编码、混合自动请求重发 (HARQ)、瞬时信道条件的物理层反馈以及新传输信道类型。该新传输信道类型称为高速下行共享信道 (HS-DSCH)，允许多

个用户共享空中接口信道。部署之后, HSDPA 可与当前 WCDMA 和 UMTS 业务共存在相同载波上, 从而为运营商给现有 WCDMA 网络带来更大的容量和更高的数据速率。通过自适应调制和编码、扩展多码操作和快速高效重传方案, HSDPA 可取代 WCDMA 的基本特征, 诸如可变扩频因子和快速功率控制。

[0057] 在当前一代的 WCDMA 网络中, 功率控制的动态范围是下行链路为 20dB, 而上行链路为 70dB。WCDMA 下行功率控制的动态范围将受限于用户和并行码信道之间的潜在干扰以及 WCDMA 基站实施的特征。对于靠近基站的 WCDMA 用户而言, 功率控制不能最优地降低功率, 而功率降低超过 20dB 只会对容量产生边缘效应。例如, HSDPA 利用高级链路自适应以及自适应调制和编码 (AMC) 来确保所有用户都享受到最高的可能数据速率。AMC 选择调制机制和编码, 以便与合适的无线链路质量相适配。

[0058] 此外, WCDMA 网络包括 HSDPA 网络在内将使用闭环发射分集模式 (CLTDM) 来改进无线系统的性能。例如, BS 114 可配置一个或多个发射天线, 每个天线将发射相同信号的一个或多个加权形式。UE 110 和 112 包括可处理已接收无线信号的 RAKE 接收机。BS 114 使用的权重可由用户设备 (UE) 110 和 / 或 112 确定, 并通过反馈控制报文传送给 BS 114。在发射机采用 CLTDM 而接收机采用 RAKE 接收机的 WCDMA 系统中, 可在 UE 110 和 / 或 112 中计算权重的复数值, 从而最优化 RAKE 接收机输出端的接收信号处理性能。

[0059] 在闭环模式 1 (CLM 1) 和闭环模式 2 (CLM 2) 发射分集情形下, 两个权重值 ( $w_1$  和  $w_2$ ) 可从 UE 110 和 / 或 112 传送给 BS 114 中的发射机。在 CLM1 情形下, 权重值  $w_1$  可为常量, 如 1; 而权重值  $w_2$  可由 UE 110 和 / 或 112 的 RAKE 接收机确定。接着权重值  $w_2$  可传送给 BS 114 中的发射机。在 CLM2 情形下, 权重值  $w_1$  和权重值  $w_2$  均可由 UE 110 和 / 或 112 的 RAKE 接收机确定。接着权重值  $w_1$  和权重值  $w_2$  可传送给 BS 114 中的发射机。

[0060] 在某些情况下, 可计算权重值  $w_1$  和 / 或  $w_2$ , 以使 UE 110 和 / 或 112 的接收功率最大。权重计算的实例可参见“3G Partner Project” (3GPP) 规范, TS 25.214, 标题为“Physical Layer Procedures (FDD)”, 在此将全文引用。

[0061] 在本发明的一个实施例中, UE 110 和 / 或 112 计算权重值  $w_1$  和 / 或  $w_2$ , 以使 RAKE 接收机输出端的 SINR 最大。在这方面, SINR 可考虑路径间干扰 (IPI), 即 UE 110 和 / 或 112 与 BS 114 之间的通信路径中的干扰。在权重生成过程中通过将多径衰落环境中的 SINR 最大化, 可进一步提高 RAKE 接收机性能和 CLTDM 性能。

[0062] 图 1B 是可与本发明实施例结合使用的 HSDPA 信道结构示意图。如图 1B 所示, 给出了可用于支持基站 102c 和 UE 104c 之间的 HSDPA 连接的三条附加信道。高速下行共享信道 (HS-DSCH) 106c 以及高速共享控制信道 (HS-SCCH) 108c 可用于基站 102c 和 UE 104c 之间的下行链路。高速专用物理控制信道 (HS-DPCCH) 110c 可用于基站 102c 和 UE 104c 之间的上行链路。

[0063] HS-DPCCH 110c 可用作信令信道, 用于承载确认 (ACK) 和未确认 (NACK) 信号以及测量报告。HS-DSCH 106c 包括多个高速物理下行共享信道 (HS-PDSCH), 可用于承载用户数据。HS-SCCH 108c 可用于承载典型控制信息, 诸如与 HS-DSCH 信道 106c 中承载的数据相对应的调制、HARQ 冗余 / 星座形式、HARQ 处理器 ID、新数据标识、传输块尺寸索引和 / 或用户设备 (UE) 识别信息。UE 104c 可采用多个物理信道相关参数向基站 102c 说明其可支持 HSDPA 业务的能力。

[0064] 在本发明的一个实施例中,无线系统 100c 可利用 CLTDM 来改进 UE 104c 中的信号处理。在这方面,可在 UE 104c 中计算一个或多个权重值并通过 HS-DPCCH 110c 传送给基站 102c。UE 104c 可通过将 UE 104c 中 RAKE 接收机输出端的信号干扰噪声比 (SINR) 最大化来确定一个或多个权重。

[0065] 图 2 是根据本发明实施例,带有接收机信道估计的无线通信系统的方框图。如图 2 所示,无线通信系统 200 包括专用物理信道 (DPCH) 模块 226,多个乘法器 228、230 和 232,第一加法器 234,第二加法器 236,第一发射天线 (Tx\_1) 238,附加发射天线 (Tx\_2) 240,以及第一接收天线 (Rx\_1) 206。无线通信系统 200 进一步包括 RF 模块 214、码片匹配滤波器 (CMF) 216、集群路径处理器 (CPP) 218、基带 (BB) 处理器 220 和权重值处理模块 (WVPB) 221。此外,接收天线 206、RF 模块 214、CMF 216、CPP 218、BB 处理器 220 和 WVPB 221 可位于用户设备 (UE) 202a 中。UE 202 可以是无线电话或其它无线设备,如带有蜂窝电话功能的智能手机或 PDA。

[0066] DPCH 226 包括适当逻辑、电路和 / 或代码,以适合接收多个输入信道,如专用物理控制信道 (DPCCH) 和专用物理数据信道 (DPDCH)。DPCH 226 可同时控制各 DPCCH 和 DPDCH 信道上的功率。乘法器 228 包括适当逻辑和 / 或电路,用于将 DPCH 226 的输出乘以扩频和 / 或扰码信号,以生成扩频复数值信号并将其传送到乘法器 230 和 232 的输入端。

[0067] 乘法器 230 和 232 包括适当逻辑和 / 或电路,用于将来自乘法器 228 的扩频复数值信号分别乘以闭环 1 (CL 1) 和闭环 2 (CL 2) 发射分集权重因子  $W_1$  和  $W_2$ 。在 3rd Generation Project Partnership (3GPP), Technical Specification Group Radio Access Network, Physical Layer Procedures (FDD), Release 6 (3GPP TS 25.214 V5.5.0, 2003-06) 中描述了闭环发射分集模式 (CLTDM),在此将全文引用该文档。例如,权重因子  $W_1$  和  $W_2$  对应于相位和 / 或幅度成分反馈调整,由接收机根据所使用的空时编码类型生成。该方法可对应于 WCDMA 中当前正在使用的闭环发射分集。在这方面,闭环处理模块可用于通过利用反馈通信链路 201a 的上行反馈处理将权重因子或与这些权重因子相对应的参数传送给发射机。

[0068] 乘法器 230 的输出将被传送到第一加法器 234,而乘法器 232 的输出将被传送到第二加法器 236。第一和第二加法器 234 和 236 包括适当逻辑、电路和 / 或代码,用于将乘法器 230 和 232 生成的输出分别与公共导频信道 1 (CPICH1) 信号和公共导频信道 2 (CPICH2) 信号相加或合并。CPICH1 信号和 CPICH2 信号包括固定信道化码分配,可用于测量信号相位和幅度,以及测量发射天线和接收天线之间的传播信道的强度。

[0069] 第一发射天线 Tx\_1 238,以及附加或第二发射天线 Tx\_2 240 可包括适当硬件,用于发射来自无线发射机设备的多个 SC 通信信号  $S_T$ 。第一接收天线 Rx\_1 206 包括适当硬件,用于在无线接收机设备中接收至少一部分已发射 SC 通信信号  $S_R$ 。与从发射天线 Tx\_1 238 和 Tx\_2 240 发射并由接收天线 Rx\_1 206 接收的 SC 通信信号所经过的路径相对应的传播信道分别表示为  $h_1$  和  $h_2$ 。在此, $h_1$  和  $h_2$  分别表示从发射天线 Tx\_1 238 和 Tx\_2 240 发射并由接收天线 Rx\_1 206 接收的 SC 通信信号所经过的射频 (RF) 路径的实际时变脉冲响应。

[0070] 在某些情况下,无线发射机设备包括双发射天线,用于周期性地发射校验 (calibration) 和 / 或导频信号,1-Rx 天线的无线接收机可利用该信号来确定  $h_1$  和  $h_2$  的估值。图 2 中的 2-Tx 和 1-Rx 天线的无线通信系统 200 可表示多入单出 (MISO) 通信系统,由此可增加发射数据的分集增益。

[0071] RF 模块 214 包括适当逻辑和 / 或电路,用于处理合并后的接收 SC 通信信号  $S_r$ 。RF 模块 214 可进行诸如滤波、放大和 / 或模数 (A/D) 转换等操作。CMF 216 包括适当逻辑、电路和 / 或代码,可用作 RF 模块 214 的数字输出的匹配滤波器。CMF 216 的输出可传送到 CPP 218 和 / 或 BB 处理器 220 以作进一步处理。CPP 218 包括适当逻辑、电路和 / 或代码,用于处理 CMF 216 的滤波输出以确定第一基带组合信道估值  $\hat{h}_1$ ,其中包括关于传播信道  $h_1$  的信息。CPP 218 还可用于处理 CMF 216 的滤波输出以确定第二基带组合信道估值  $\hat{h}_2$ ,其中包括关于传播信道  $h_2$  的信息。在此, CPP 218 可处理集群中的接收信号。CPP 218 还可用于生成锁定指示符信号, BB 处理器 220 可利用该信号作为判断信道估值是否有效的指示。BB 处理器 220 包括适当逻辑、电路和 / 或代码,用于对 CMF 216 的滤波输出进行数字化处理,以确定发射 SC 通信信号的估值  $\hat{S}_T$ 。

[0072] WVPB 221 包括适当逻辑、电路和 / 或代码,用于从 BB 处理器 220 或 CPP 218 处接收第一和第二基带组合信道估值  $\hat{h}_1$  和  $\hat{h}_2$ ,并生成权重值  $w_1$  和  $w_2$ ,该权重值可通过专用物理控制信道 (DPCCH) 201a 传送到发射机 200a。此外, WVPB 221 包括适当逻辑、电路和 / 或代码,用于将权重值  $w_1$  和  $w_2$  传送到 BB 处理器 220, BB 处理器 220 将利用该权重值确定发射 SC 通信信号的估值  $\hat{S}_T$ 。

[0073] 实际中,无线通信系统 200 可采用闭环模式 1 (CLM1) 或闭环模式 2 (CLM2) 发射分集。在此, WVPB 221 可生成一个或多个权重值,如  $w_1$  和  $w_2$ ,这些权重值将通过反馈通信路径 201a 被反馈到发射端 200a。例如,如果采用 CLM1,权重因子  $w_1$  包括常数如 1,而权重因子  $w_2$  包括复数值,如对应的相位调整  $\phi$ 。如果无线通信系统 200 采用 CLM2,则  $w_1$  和  $w_2$  可表现为不同数值。

[0074] 在某些情况下,无线通信系统 200 可采用 CLM1。UE 202a 内的 WVPB 221 每时隙计算一次相位调整  $w_2 = e^{j\phi}$ ,使得 UE 202a 的接收功率最大化。权重计算的实例可参见“3G Partnership Project”(3GPP) 规范, TS 25.214,标题为“Physical Layer Procedures (FDD)”,本申请全文引用其内容。在无线通信系统 200 中发生非软切换的情况下, WVPB 221 通过求得权重向量  $w$  来完成反馈信息的计算,  $w$  将使下式最大化

$$[0075] \quad P = \underline{w}^H H^H H \underline{w}$$

[0076] 其中

$$[0077] \quad H = [\underline{h}_1 \quad \underline{h}_2] \text{ and } \underline{w} = [w_1, w_2]^T$$

[0078] 其中列向量  $\underline{h}_1$  和  $\underline{h}_2$  表示发射天线 1 和 2 的估计信道脉冲响应,且其长度等于信道脉冲响应的长度。估计信道脉冲响应可由 WVPB 221 从 CPP 218 接收得到。

[0079] 在本发明的另一实施例中, UE 202a 中的 WVPB 221 可计算一个或多个权重因子  $w_1$  和  $w_2$ ,用于在 UE 202a 中的 RAKE 接收机输出端最大化接收 SINR。在此, SINR 可考虑路径间干扰 (IPI),即 UE 202a 和发射端 200a 之间的通信路径间干扰。在权重生成过程中通过将多径衰落环境中的 SINR 最大化,可进一步提高 RAKE 接收机性能和 CLTDM 性能。

[0080] 当无线通信系统 200 采用 CLM1 时,权重值  $w_1$  等于常量,如 1。UE 202a 中的 RAKE 接收机耙指  $i$  处的接收信号可表示为下式:

$$[0081] \quad r_i = \sqrt{\frac{P_s}{2}} x (h_{1i} + w_2 h_{2i}) + n_i, \quad (1.)$$

[0082] 其中  $P_s$  包括发射信号功率, 而  $x$  包括已发射复数符号。例如, 已发射复数符号可为正交幅度调制 (QAM) 且可表示为  $(1+j)$ 。1/2 因子用于说明总发射功率在 2 个发射天线 238 和 240 之间分配。变量  $h_{1i}$  和  $h_{2i}$  分别包括耙指  $i$  中发射天线 238 和 240 的信道增益, 而  $n_i$  包括复数随机变量高斯分布, 其均值为零而方差为  $\sigma_i^2$ 。方差  $\sigma_i^2$  包括附加噪声和 IPI 的测量值。

[0083] 如果无线通信系统 200 中出现 IPI, 则方差  $\sigma_i^2$  可表示为下式:

$$[0084] \quad \sigma_i^2 = I_{oc} + \frac{I_{or}}{2} \sum_{j \neq i} |h_{1j} + w_2 h_{2j}|^2 \quad (2.)$$

[0085] 其中  $I_{oc}$  包括带限白噪声源的功率谱密度, 可模拟来自邻近基站的外部干扰并可在 UE 202a 的接收天线 206 中测量得到。  $I_{or}$  包括在 UE 202a 接收到的下行信号的总发射功率谱密度。1/2 因子用于考虑将总发射功率平均分配给 2 个发射天线 238 和 240。

[0086] 结果,  $P_s$  可表示为下式:

$$[0087] \quad P_s = \frac{E_c}{I_{or}} \cdot I_{or} \cdot SF \quad (3.)$$

[0088] 其中  $\frac{E_c}{I_{or}}$  包括信号功率分配, 而  $SF$  包括扩频因子。根据公式 (1), UE 202a 的接收天线 206 的耙指  $i$  处可见的等价信道增益可表示为  $h_{1i} + w_2 h_{2i}$ 。UE 202a 的 RAKE 接收机可将各耙指接收到的信号乘以其对应等价信道的共轭, 其可表示为下式:

$$[0089] \quad y_i = (h_{1i} + w_2 h_{2i})^* r_i = \sqrt{\frac{P_s}{2}} x |h_{1i} + w_2 h_{2i}|^2 + (h_{1i} + w_2 h_{2i})^* n_i \quad (4.)$$

[0090] 进行乘法运算之后, UE 202a 的 RAKE 接收机可将来自所有耙指的信号相加或合并在一起, 进而得到 RAKE 接收机的输出信号。RAKE 接收机输出端生成的信号可表示为下式:

$$[0091] \quad y = \sum_i y_i = \sqrt{\frac{P_s}{2}} x \sum_i |h_{1i} + w_2 h_{2i}|^2 + \sum_i n_i (h_{1i} + w_2 h_{2i})^* \quad (5.)$$

[0092] 因此, 从发射端 202a 传送并由 UE 202a 接收的输出信号的 SINR 可表示为下式:

$$[0093] \quad SINR_y = \frac{P_s \left( \sum_i |h_{1i} + w_2 h_{2i}|^2 \right)^2}{\sum_i \sigma_i^2 |h_{1i} + w_2 h_{2i}|^2} \quad (6.)$$

[0094] 把  $\sigma_i^2$  替换成公式 (2) 中的表达式, 把  $P_s$  替换成公式 (3) 中的表达式, 则 SINR 可表示为下式:

$$[0095] \quad SINR_y = \frac{\frac{E_c}{I_{or}} \cdot I_{or} \cdot SF \left( \sum_i |h_{1i} + w_2 h_{2i}|^2 \right)^2}{\sum_i \left( I_{oc} + \frac{I_{or}}{2} \sum_{j \neq i} |h_{1j} + w_2 h_{2j}|^2 \right) |h_{1i} + w_2 h_{2i}|^2} \quad (7.)$$

[0096] 公式 (7) 中的分子和分母可通过  $I_{oc}$  归一化, 进而得到下式:

$$[0097] \quad SINR_y = \frac{\frac{E_c}{I_{or}} \cdot \frac{I_{or}}{I_{oc}} \cdot SF \left( \sum_i |h_{1i} + w_2 h_{2i}|^2 \right)^2}{\sum_i \left( 1 + \frac{1}{2} \frac{I_{or}}{I_{oc}} \sum_{j \neq i} |h_{1j} + w_2 h_{2j}|^2 \right) |h_{1i} + w_2 h_{2i}|^2}, \quad (8.)$$

[0098] 其中  $I_{or}/I_{oc}$  可称为系统的几何分布 (geometry), 或称为系统几何分布。当系统几何分布和发射天线 238 和 240 的信道脉冲响应已知时, 可计算权重因子  $w_2$  的数值, 进而使 SINR 最大化。

[0099] 在本发明的一个实施例中, 可搜索多个可能的  $w_2$  值, 选择将使 SINR 最大化的权重值并通过反馈通信链路 201a 将其传送到发射端 200a。

[0100] 当无线通信系统 200 采用 CLM1 时,  $w_2$  可包括相移并可表示为  $w_2 = e^{j\phi}$ 。在此, WVPB 221 可搜索  $\phi$  的值, 以获得 SINR 的最大值。在信道脉冲响应随时隙而变化的情况下, 每个时隙可能需要重新计算权重值  $w_2$ 。因此可在  $[0, 360]^\circ$  的范围内以  $X^\circ$  的量化步长来搜索  $\phi$ , 其中  $X$  可等于 1、5、10 或 45。例如, 如果  $X = 45$ , 则  $\phi$  有八个可能值。接着可利用公式 (8) 为这八个可能值中的每一个计算 SINR。然后选择使 SINR 最大的  $\phi$  值。

[0101] 在本发明的另一实施例中, 无线通信系统 200 可采用 CLM2。在此情况下, SINR 可表示为下式:

$$[0102] \quad SINR_y = \frac{\frac{E_c}{I_{or}} \cdot \frac{I_{or}}{I_{oc}} \cdot SF \left( \sum_i |w_1 h_{1i} + w_2 h_{2i}|^2 \right)^2}{\sum_i \left( 1 + \frac{1}{2} \frac{I_{or}}{I_{oc}} \sum_{j \neq i} |w_1 h_{1j} + w_2 h_{2j}|^2 \right) |w_1 h_{1i} + w_2 h_{2i}|^2} \quad (9.)$$

[0103] 在采用 CLM2 的情况下, UE 202a 中的 WVPB 221 可在权重值  $w_1 = A_1$  和  $w_2 = A_2 e^{j\phi}$  上进行搜索。在此, 该搜索将在三个参数  $A_1$ 、 $A_2$  和  $\phi$  上进行。可量化该搜索以减少这三个参数的可能组合方式。

[0104] 再参见图 2, 当无线通信系统 200 采用 CLM1 且  $w_1 = 1$  时, 则可假设发射天线 238 和 240 的信道脉冲响应具有相同的长度。在此情况下, 每一支路 (tap) 或信道时延可表示为瑞利衰落变量。各支路具有不同的相关功率, 且所有支路的总和可归一化为一。此外, 为了说明闭环发射分集模式的性能, 假设功率分配 ( $E_c/I_{or}$ ) 为 -16.8dB, 而扩频因子为 128。

[0105] 图 3A-3D 是根据本发明实施例, 在采用 RAKE 接收机的无线系统中通过干扰抑制后的闭环发射分集模式性能的曲线图。各曲线图 3x, 其中  $x = [a; b; c; d]$ , 给出了可表示 RAKE 接收机如图 2UE 202a 中的 RAKE 接收机的输出端的平均 SINR 的曲线 302x、304x 和 306x, 它们是系统几何分布  $I_{or}/I_{oc}$  的函数。曲线 302x 表示其中只采用一个发射天线的无分集系统的性能。曲线 304x 表示带有 CLM1 分集的系统性能, 其中根据本发明来计算权重以最大化 SINR。

[0106] 曲线 306x 表示带有 CLM1 分集的系统性能, 其中根据不同准则如最大化 UE 202a 的接收功率来计算权重。此外, 对应于曲线 306x 的系统在生成权重时没有应用量化, 而对应于曲线 304x 的系统在生成权重时应用了  $X = 45$  的量化步长。在此, 对应于曲线 304x 的系统, 可搜索 8 个可能的  $\phi$  值以生成权重。

[0107] 如图 3A 所示, 曲线 302a、304a 和 306a 表示在信道响应包括 2 个相等功率支路时的闭环发射分集模式性能。如图 3A 所示, 现有技术 CLM1 的曲线 306a 与 1- 天线系统的曲线 302a 的增益, 随着系统几何分布的增加而逐渐减小。不过, 利用最大化 SINR 准则的 CLM1 如曲线 304a 所示, 与利用现有技术的最大化接收功率的 CLM1 相比的增益则不断增加, 如增加的间距 310a 和 312a 所示。利用最大化 SINR 准则的 CLM1 与这些信道条件下的现有技术之间的增益值 310a 和 312a, 在系统几何分布值分别为 5 和 10dB 时可分别估算为 0.65dB 和 1.75dB。

[0108] 参见图 3B, 曲线 302b、304b 和 306b 表示当信道响应包括相关功率为  $[0, -10]$  dB 的 2 个功率支路时的闭环发射分集模式性能。如图 3B 所示, 利用最大化 SINR 准则的 CLM1 即曲线 304b, 与利用最大化接收功率的现有技术的 CLM1 相比的增益逐渐增大, 如逐渐增加的间距 310b 和 312b 所示。

[0109] 参见图 3C, 曲线 302c、304c 和 306c 表示当信道响应包括相关功率为  $[0, -3, -6, -9]$  dB 的 4 个功率支路时的闭环发射分集模式性能。如图 3C 所示, 现有技术 CLM1 的曲线 306c 与 1- 天线系统的曲线 302c 相比的增益, 随着系统几何分布的增加而逐渐减小。不过, 利用最大化 SINR 准则的 CLM1 如曲线 304c 所示, 与利用最大化接收功率的现有技术的 CLM1 相比的增益则不断增加, 如逐渐增加的间距 310c 和 312c 所示。利用最大化 SINR 准则的 CLM1 与这些信道条件下的现有技术之间的增益值 310c 和 312c, 在系统几何分布值分别为 5 和 10dB 时可分别估算为 0.33dB 和 0.75dB。

[0110] 参见图 3D, 曲线 302d、304d 和 306d 表示在平坦衰落情况下信道响应包括单个支路时的闭环发射分集模式性能。如图 3D 所示, 曲线 304d 和 306d 表示的 CLM1 性能重叠, 因为这两种方法的准则在平坦衰落时是等价的。曲线 304d 表示的利用最大化 SINR 准则的 CLM1 与曲线 302d 的 1- 天线系统相比的增益, 在整个系统几何分布范围中均为 2.5dB。

[0111] 图 4 是根据本发明实施例, 在配备有 RAKE 接收机的 WCDMA 网络中处理无线信号的流程图。结合图 2 和图 4, 在步骤 402 中, WVPB 221 为通过天线 206 从发射端 200a 接收到的无线信号获得信道状态信息和系统几何分布信息。在步骤 404 中, WVPB 221 开始多个权重值的环回搜索。在步骤 406 中, WVPB 221 根据信道状态信息和 / 或系统几何分布信息为给定权重值计算 SINR 值。在步骤 408 中, 判断是否已考虑环回中的所有权重值。如果没有则考虑环回中的所有权重值, 在步骤 406 中对下一权重值重新进行处理。如果已考虑环回中的所有权重值, 则在步骤 410 中, WVPB 221 将确定已计算出的多个 SINR 值中的最大值。在步骤 412 中, WVPB 221 通过链路 201a 将与已计算出的多个 SINR 值中的最大值相关的一个或多个对应的权重值反馈给发射端 200a。

[0112] 在本发明的一个实施例中, 提供了机器可读存储器, 其中存储了计算机程序, 该程序中带有至少一段可由机器执行的代码, 由此使机器完成上述在无线通信系统中的信号处理步骤, 从而在配备有 RAKE 接收机的 WCDMA 网络中通过干扰抑制来提高 CL 发射分集模式性能。

[0113] 本发明可用硬件、软件或软硬件结合来实现。本发明可在至少一台计算机系统的集中式环境下实现, 也可在各元件分布在不同相互连接的计算机系统的分布式环境下实现。任何种类的计算机系统或其它适合于执行本发明所述方法的设备都适合使用本发明。软硬件结合的范例可为带有某计算机程序的通用计算机系统, 但载入并运行该计算机程序

时,可控制计算机系统执行本发明所述的方法。

[0114] 本发明也可内置在计算机程序产品中,其中包含可实现本发明所述方法的所有性能,且当其载入到计算机系统时可执行这些方法。本上下文中的计算机程序是指以任何语言、代码或符号编写的指令集的任何表达式,可使带有信息处理功能的系统直接执行特定功能或者在完成下列一项或两项之后执行特定功能:a) 转换为其它语言、代码或符号;b) 以其它形式重新生成。

[0115] 本发明是根据特定实施例进行描述的,但本领域的技术人员应明白在不脱离本发明范围时,可进行各种变化和等同替换。此外,为适应特定场合或材料,可对本发明进行诸多修改而不脱离其保护范围。因此,本发明并不限于在此公开的特定实施例,而包括所有落入到权利要求保护范围的实施例。

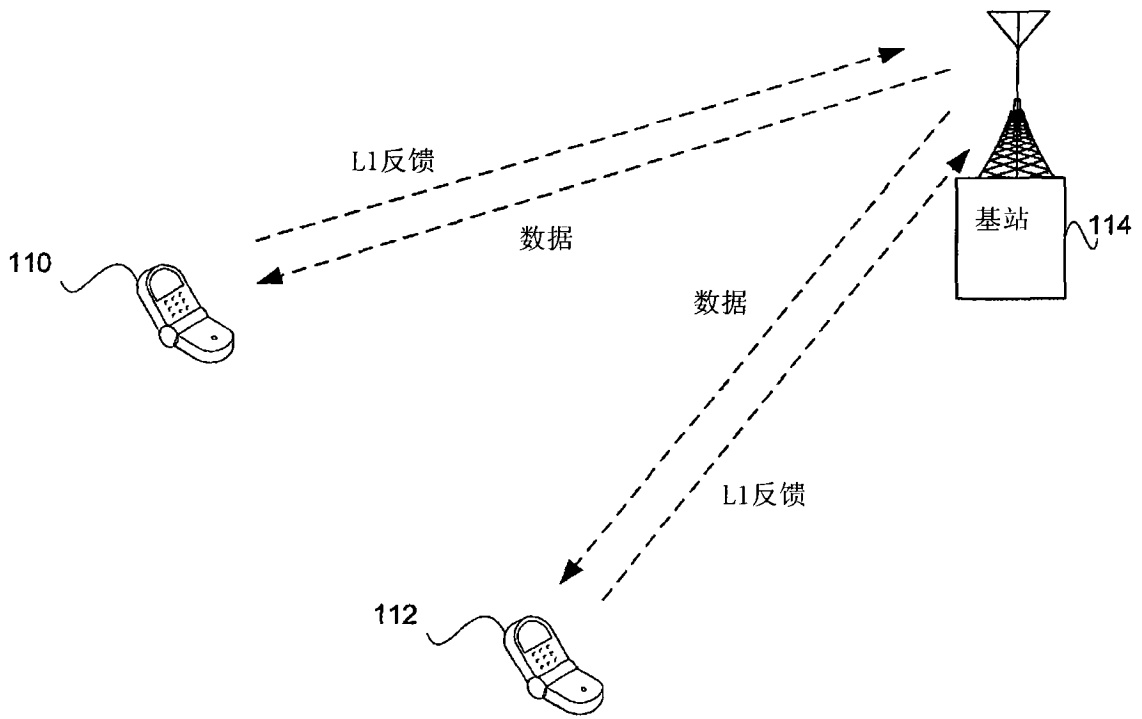


图 1A

100c

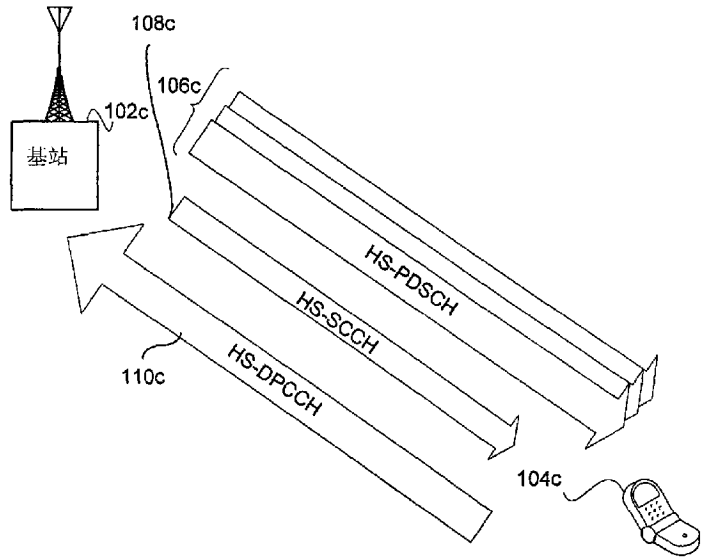


图 1B

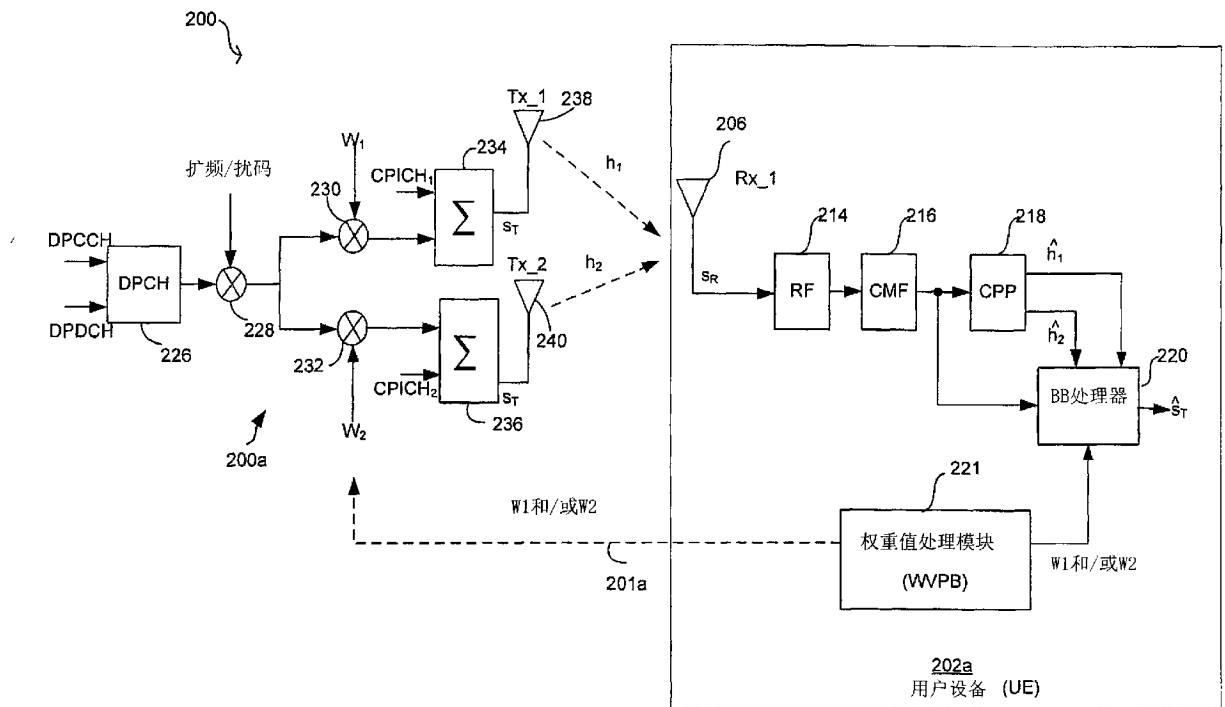


图 2

300a

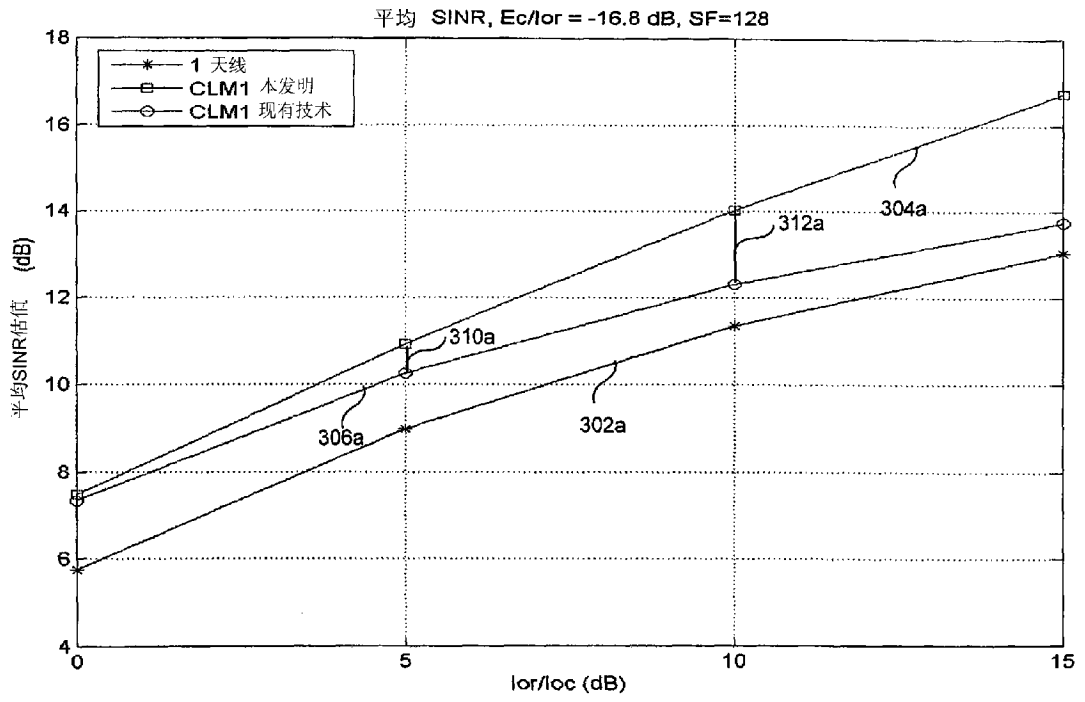


图 3A

300b

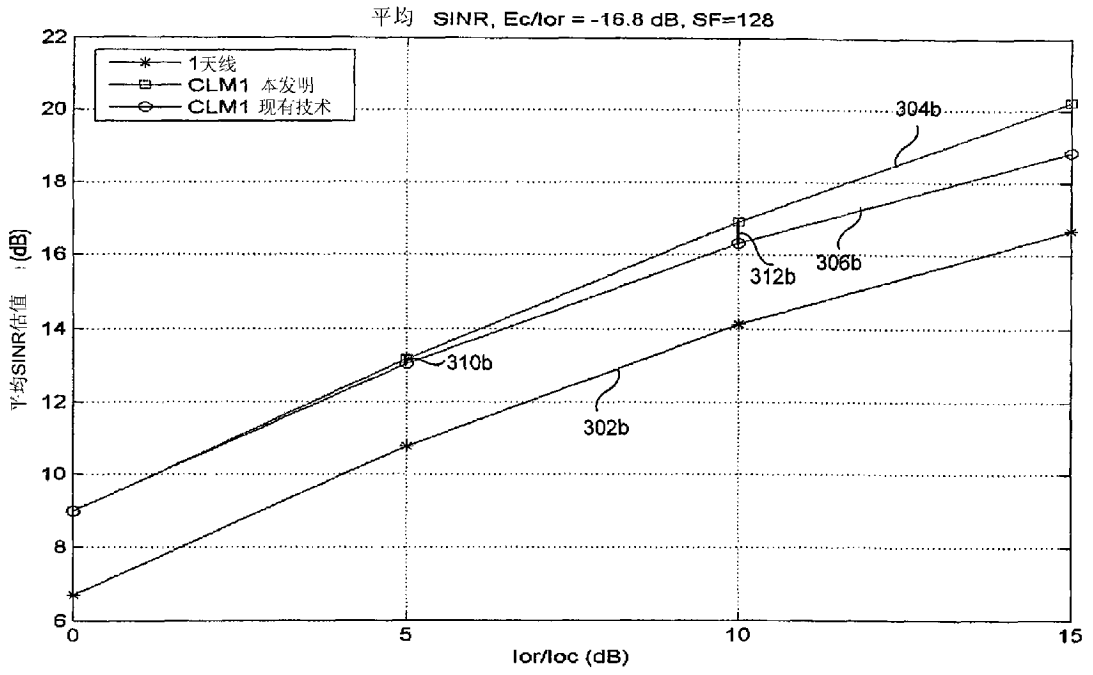
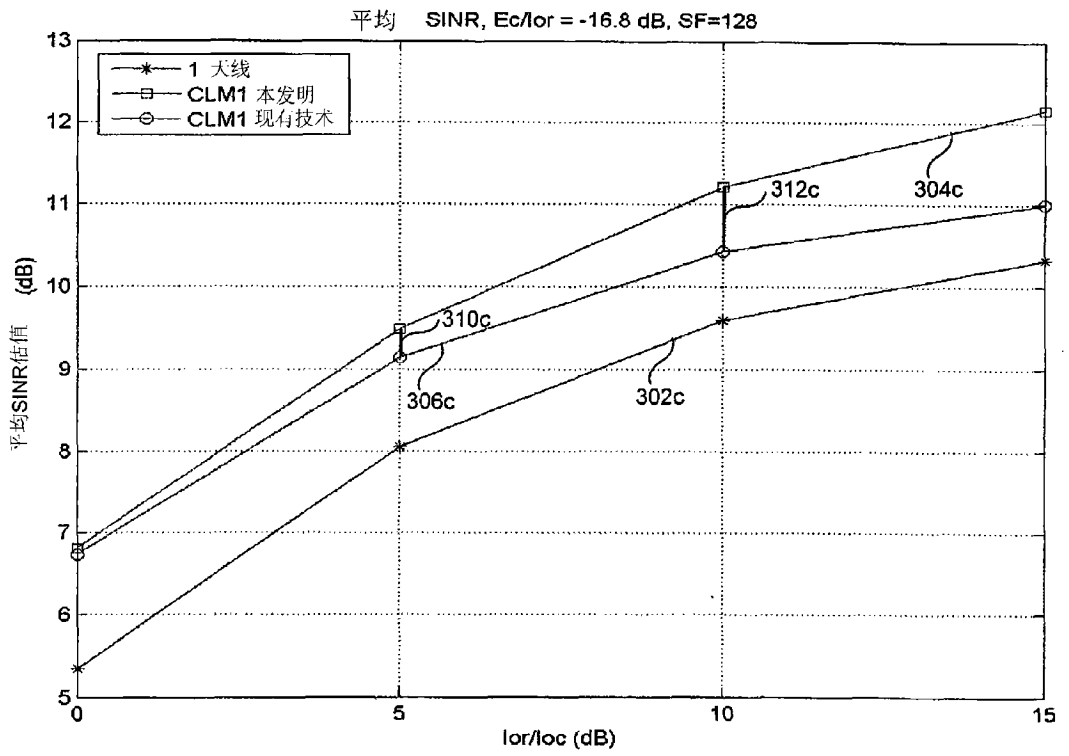


图 3B

300c



300d

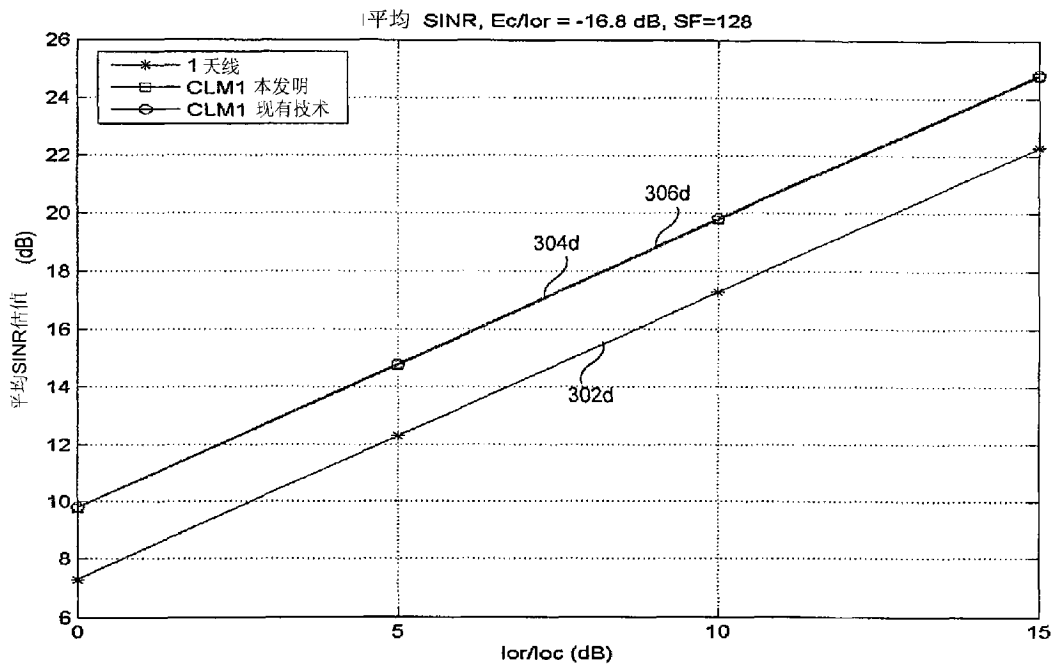


图 3D

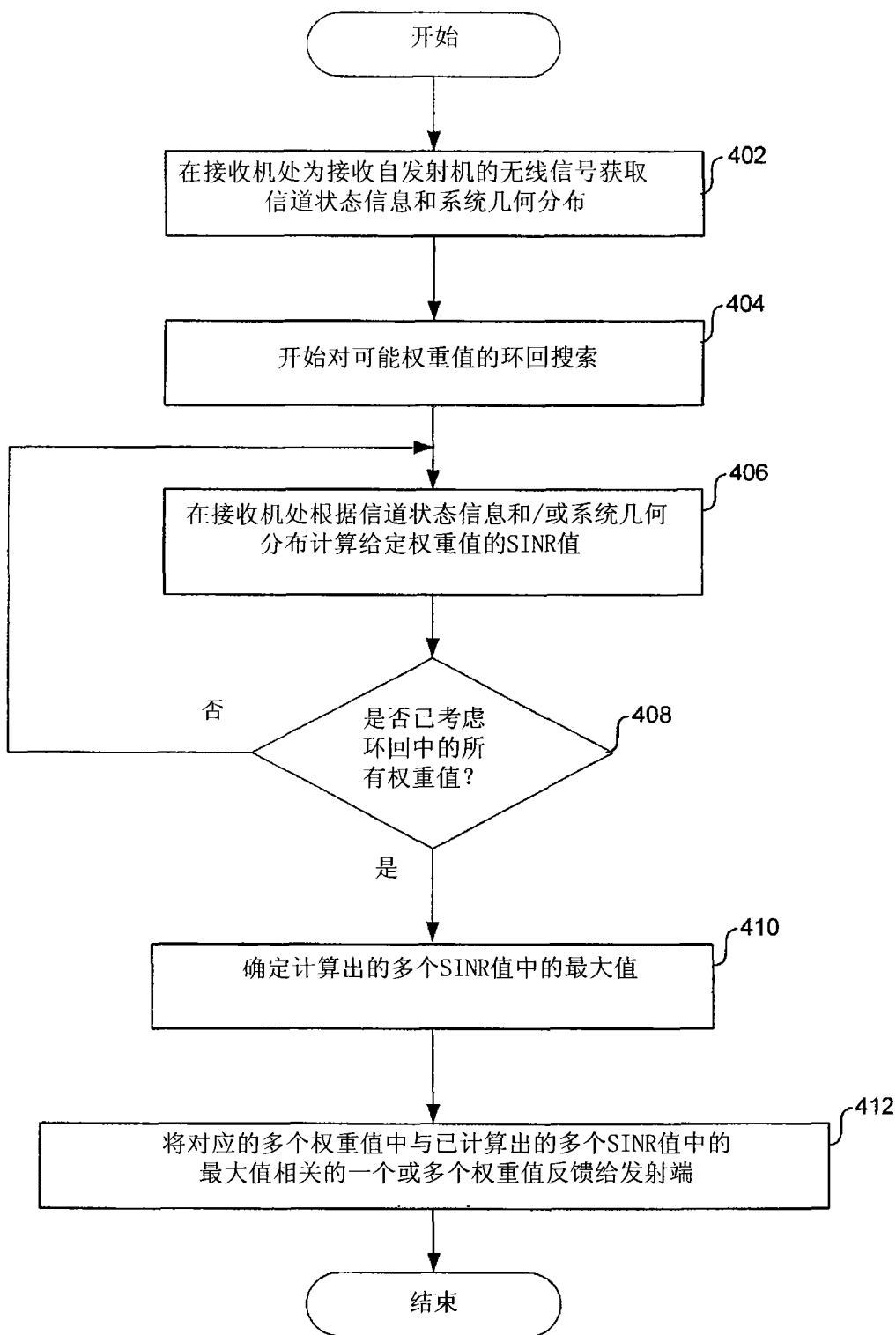


图 4