



(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 101056130 B

(45) 授权公告日 2015. 04. 29

(21) 申请号 200710097192. 2

(22) 申请日 2007. 04. 12

(30) 优先权数据

11/403, 604 2006. 04. 13 US

(73) 专利权人 美国博通公司

地址 美国加州尔湾市奥尔顿公园路 16215 号, 92618-7013

(72) 发明人 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 李琴

(51) Int. Cl.

H04B 7/04(2006. 01)

H04B 7/005(2006. 01)

H04B 7/26(2006. 01)

(56) 对比文件

US 2006073797 A1, 2006. 04. 06, 图 2, 图 3,

图 4;说明书第 64、68、79、91 段.

图 2, 图 3, 图 4;说明书第 49、53、64、68、73、76、79、85 段.

CN 1134922 C, 2004. 01. 14, 说明书第 7 页第 1 段至第 9 页第 5 段.

审查员 黄慧

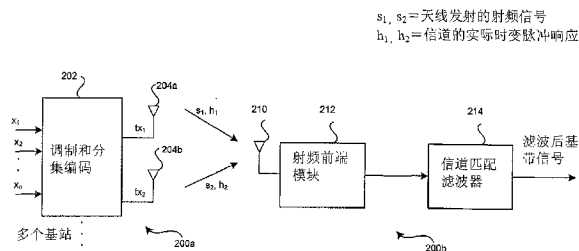
权利要求书2页 说明书17页 附图11页

(54) 发明名称

在无线接收机中进行信号处理的方法和系统

(57) 摘要

本发明涉及一种利用专用闭环导频方法进行分集处理的方法及系统,所述方法包括合并多个分集式发射天线中每一者接收到的多个 WCDMA/HSDPA 多路传输信号,以生成至少一个处理后的分集信号。所述接收到的 WCDMA/HSDPA 多路传输信号来源于基站中的分集式发射天线,所述发射天线通过闭环或开环的分集传输模式发送信息。所述闭环的分集传输模式可为闭环 1 或闭环 2。估算值可通过由基站用于发送符号的闭环发射权值生成。然后,可根据所接收到的分集信号和至少一个专用导频信道,估算由分集式发射天线所发送的闭环符号。开环符号可利用来自至少一个公共导频信道的信息估算得出。



1. 一种在无线接收机中进行信号处理的方法,其特征在於,所述方法包括:

以闭环分集传输模式接收多个 WCDMA/HSDPA 多路传输信号,以产生信道估计,所述 WCDMA/HSDPA 多路传输信号从基站处的多个分集式发射天线接收;

合并从所述多个分集式发射天线中每一者接收到的所述多个 WCDMA/HSDPA 多路传输信号中至少一部分,以生成至少一个合并后的分集信号,所述合并为将所接收的至少一部分传输信号分别乘以信道估计值的复共轭;

通过相对于专用导频信道信息对处理后的分集信号进行投影,产生局部信道估计值;根据所产生的局部信道估计值,估算出基站处的每个分集式发射天线的局部发送的信号符号;通过将基站处每个分集式发射天线对应的局部发送的信道符号进行合并,生成基站所发送的符号的估算值;

所述闭环分集传输模式包括 WCDMA/HSDPA 闭环 2 模式。

2. 一种在无线接收机中进行信号处理的系统,其特征在於,所述系统包括:

用于以闭环分集传输模式接收多个 WCDMA/HSDPA 多路传输信号并产生信道估计的电路,其中所述 WCDMA/HSDPA 多路传输信号从基站处的多个分集式发射天线接收;

用于合并从所述多个分集式发射天线中每一者接收到的所述多个 WCDMA/HSDPA 多路传输信号中至少一部分以生成至少一个合并后的分集信号的信号处理电路,所述合并为将所接收的至少一部分传输信号分别乘以信道估计值的复共轭;

用于通过相对于专用导频信道信息对处理后的分集信号进行投影,产生局部信道估计值的专用导频信道处理模块;

用于根据所产生的局部信道估计值,估算出基站处的每个分集式发射天线的局部发送的信号符号,以及通过将基站处每个分集式发射天线对应的局部发送的信道符号进行合并,以生成基站所发送的符号的估算值的分集处理模块;

所述闭环分集传输模式包括 WCDMA/HSDPA 闭环 2 模式。

3. 一种在无线接收机中进行信号处理的方法,其特征在於,所述方法包括:

以开环分集传输模式接收多个 WCDMA/HSDPA 多路传输信号,以产生信道估计,其中所述 WCDMA/HSDPA 多路传输信号从基站处的多个分集式发射天线接收;

合并从所述多个分集式发射天线中每一者接收到的所述多个 WCDMA/HSDPA 多路传输信号的至少一部分,以生成至少一个合并后的分集信号,所述合并为将所接收的至少一部分传输信号分别乘以信道估计值的复共轭;

从所述至少一个处理后的分集信号中估算得到发送的符号,并对所述至少一个处理后的分集信号的至少一部分进行解扩。

4. 一种在无线接收机中进行信号处理的系统,其特征在於,所述系统包括:

用于以开环分集传输模式接收多个 WCDMA/HSDPA 多路传输信号并产生信道估计的电路,其中所述 WCDMA/HSDPA 多路传输信号从基站处的多个分集式发射天线接收;

用于合并从所述多个分集式发射天线中每一者接收到的所述多个 WCDMA/HSDPA 多路传输信号的至少一部分以生成至少一个合并后的分集信号的信号处理电路,所述合并为将所接收的至少一个传输信号分别乘以信道估计值的复共轭;

用于根据来自至少一个公共导频信道的信息从所述至少一个处理后的分集信号中估算得到发送的符号的分集处理电路;

用于对所述至少一个处理后的分集信号的至少一部分进行解扩的解扩电路。

在无线接收机中进行信号处理的方法和系统

技术领域

[0001] 本发明涉及通信接收机,更具体地说,涉及一种利用专用的闭环导频方法进行分集处理的方法及系统。

背景技术

[0002] 移动通信已改变了人们的沟通方式,而移动电话也已从奢侈品成为了人们日常生活中不可或缺的一部分。现在,对移动电话的使用更多的决定于社会形势,而不局限于地理位置或技术。当语音联络满足了沟通的基本需求,且移动语音联络渗透到生活的方方面面时,移动互联网将成为移动通信变革中的下一个目标。该移动互联网将自然成为一种日常资讯的公共来源,而且对这些资源的更易用及更通用的移动接入方式将理所当然地成为主流。

[0003] 第三代蜂窝网络必将设计为满足以上所述的对移动互联网的未来需求。当这些服务变得日益流行和普及,各种因素,例如对网络容量和服务质量的成本效益最优化问题,与以往相比将成为蜂窝通信运营商亟须解决的一个实质问题。这些因素可通过更佳的网络规划和运作,改进传输方法,以及改进接收技术等来实现,最终,运营商们需要一种技术,能够允许其增加下行吞吐量,且同时能提供更佳服务质量及速度,从而与那些通过电缆调制解调器和/或DSL服务提供商传输数据的技术相抗衡。在这点上,基于宽带CDMA技术的网络,可为现在的无线运营商对终端用户的数据传输方面作出更切实可行的选择。

[0004] 于2003年引入、具有高达2Mbps理论数据率的UMTS技术,是通过采用GSM技术的WCDMA 3G系统进行改进而产生的。UMTS技术能够达到这个高数据率的其中一个原因在于,与200KHz的GSM信道带宽相比,其具有5MHz的WCDMA信道带宽。HSDPA技术是一种基于因特网协议的服务,致力于数据通信,其使得WCDMA支持相当于10Mbit/s的量级的数据传输率。随着第三代合作伙伴计划的发展,该HSDPA技术已通过多种方法达到更高的数据率。例如,许多传输决议可在与用户设备更为接近的基站级做出,而非移动交换中心或中心局。这些决议包括,决定对将要传输的数据的调度,重传数据的时间,以及对传输信道的质量的评估。该HSDPA技术也可以采用可变的编码率。该HSDPA技术也可支持对高速下行共享信道的16级正交幅度调制,允许多个用户共享一个空中接口信道。

[0005] 在某些情况下,HSDPA可在网络容量以及数据速率方面进行双重改进,从而提供甚至比最先进的3G网络还高五倍(10Mbit/s)的数据速率。HSDPA也缩短了网络与终端的数据传输时间,同时减少下行传输延迟中存在的偏差。这些性能改进可直接转换为网络性能的提升,以及更高的用户满意度。由于HSDPA是WCDMA的扩展,其直接构建于当今世界最流行的移动技术的基础之上,因此具有良好的经济节约性。HSDPA在WCDMA网络的数据包容量、强化频谱、无线接入网络的硬件效率以及网络实现的流线型等方面提供了突破性进展。这些改进可以直接转化为更低的成本,更快和更实惠的服务,以及一个在未来的数据主导市场中更有竞争优势的网络。

[0006] HSDPA在容量、质量和成本/性能方面的优势为网络运营商创造了可观的收益,并

进而影响到其用户。对于运营商而言,对现行的 WCDMA 网络进行后向兼容升级,是网络变革中合理且经济的下一个步骤。配置时,HSDPA 的可与当前的 WCDMA Release 99 服务共存于同一载波中,从而允许运营商在现有 WCDMA 网络中引进更大的容量和更高的数据速率。运营商可利用该途径,在一个单独的无线载波中支持非常多数量的数据速率用户。HSDPA 使大众市场的移动 IP 多媒体成为可能,并将推动需消耗大数据量的网络服务,同时缩减传输服务的成本,从而增加了税收和网络盈利。对于数据需求急切的移动用户,HSDPA 的性能优势可转化成更短时间的服务响应时间,以及更少的延迟和更快的连接。用户可在进行同步语音呼叫的同时,通过 HSDPA 下载数据包。

[0007] HSDPA 与以前的技术或其他替代技术相比,可以提供许多重要的性能改进。例如,HSDPA 利用高阶调制 (16QAM)、自适应编码和调制方案,将 WCDMA 中的比特率上升至 10Mbps,达到更高的理论峰值。对于 16-QAM,其最高的 QPSK 比特速率是 5.3Mbit/S 和 10.7Mbit/S。没有信道编码的情况下,可达到最高为 14.4Mbit/S 的理论比特率。用 QPSK 调制时终端容量级介于 900Kbit/s 和 1.8Mbit/s 之间,以 16-QAM 调制可达到 3.6Mbit/s 甚至更高。最高容量级支持最大为 14.4Mbit/s 的比特率。

[0008] 但是,实施先进的无线技术,如 WCDMA 和 / 或 HSDPA 可能仍需要克服一些结构上的障碍。例如,RAKE (耙指) 接收机是最常运用于 CDMA 系统的接收机,主要原因在于它的简单而合理的性能,且可在 WCDMA Release 99 网络中得到应用。RAKE 接收机包含一系列离散序列关联器,每一个用于接收单独的多路信号。RAKE 接收机运行在多个离散路径上。收到的多路信号可通过多种方式进行合并,而在相关联的接收机中倾向于采用最大比率合并 (MRC)。然而,RAKE 接收机在实际运用系统中可能不是最理想的,例如其性能因为多址干扰 (MAI) 而降低,所述多址干扰是指由网络中其他用户所引起的干扰。

[0009] 在 WCDMA 的下行链路中,多址干扰可能来自于蜂窝间和蜂窝内的干扰。来自邻近基站的信号造成蜂窝间干扰,表现为扰码、信道以及到达角不同于预期的基站信号。空间均衡可用于缩减蜂窝间的干扰。在同步下行链路的应用中,使用正交扩频码,多路径的传播方式可能导致蜂窝内的干扰。由于在具有任意时移的扩频序列中存在的非零互相关,解扩之后在传播途径 (或 RAKE 指针) 之间会存在干扰,该干扰将导致多址干扰 (MAI) 和跨径干扰 (IPI)。蜂窝内的干扰程度主要取决于信道响应。在近似平坦衰落的信道中,物理信道保持几乎完全的正交,蜂窝内的干扰对接收机的性能不会产生重大影响。在另一方面,RAKE 接收机的性能会因频率选择信道中的蜂窝内干扰而严重恶化。频率选择性对于 WCDMA 网络中的信道来说是常见的。

[0010] 为抵抗多址干扰,可采用线性干扰抑制算法,该算法基于线性信道均衡,适用于采用较长且正交的扰码的 WCDMA/HSDPA 的系统。由于将非线性信道均衡应用于 WCDMA 下行链路时存在困难,用非线性均衡器对期望物理信道的检测则可实现干扰抵消或最佳的多用户接收。这两种接收机对移动终端来说非常复杂的,且其所需信息不能在移动终端处获得。或者,所有的基站信号均可视为预期信号。然而,非线性均衡器依赖于对预期信号的集群 (星座图, constellation) 的先验知识,而这些信息尚不能在 WCDMA 终端中获得。总的基站信号的星座图,即所有物理信道的全集,是具有不规则间距的高阶正交调幅 (QAM) 星座图。由于控制数据领域中的传输功率控制 (TPC) 和可能的功率偏移,使得星座图的间距经常变更,并时分多路到专用物理信道中。星座图的阶数可因间断传输而频繁变化。这使得对星座图

的精确估算变得非常困难。

[0011] 在这点上,对多路传输和 / 或接收天线的应用可使系统性能得到改进。这种多天线配置,又称为智能天线技术,在信号接收方面可以用来缓解多路的负面影响和信号干扰。可以预料的是,智能天线技术将会被持续增长的应用于与基站架构的设施和蜂窝系统中的移动用户单元的连接,从而解决在上述系统中提出的增加容量的需求。这些需求出现的部分原因,是要将当前的基于语音的服务转换到提供语音、视频、数据通信的下一代无线多媒体服务。

[0012] 对多路传输和 / 或接收天线的应用,旨在引入分集增益和阵列增益,并对信号接收过程中产生的干扰进行抑制。这种分集增益通过增加接收信号的信噪比,提供对信号干扰的更强抑制,和 / 或允许对更高容量的更多次重复使用,而改善系统性能。例如,在使用了多天线接收机的通信系统中,一套 M 个接收天线可用于将 (M-1) 个干扰的效应置零。因此,可利用 N 个发射天线将 N 个信号在同一个带宽中同时传输,然后利用配置在接收机上的的一套 N 个天线将传输的信号分成各自的 N 个信号。利用多收发天线的系统可称为多输入多输出 (MIMO) 系统。在多天线系统,尤其是 MIMO 系统中,一个最有吸引力的方面是,采用其传输配置可大幅增加系统容量。在总传输功率固定的情况下,MIMO 配置所提供的容量可与信噪比的增加同比例增长。

[0013] 尽管如此,在无线通信,尤其是在无线手机设备中对多天线系统的广泛部署,由于规格、复杂度和功耗的增加而受限。为每个收发天线提供一个独立射频链的必要性,是增加多天线系统成本的一个直接因素。每一射频链通常包含低噪声放大器、滤波器、降频变换器和模数转换器 (A/D)。在某些现有的具有单一天线的无线接收机中,所需的射频链可占接收机总成本的 30%。这就是随着收发天线等设备的数量增加,系统复杂度、功耗以及总成本会增加的原因。这就在移动系统的设计及应用方面提出了问题。

[0014] 因此,需要设计出具有更少部件的移动系统。例如,用单一射频路径的单一天线要优于用双射频路径的双天线。但是,这可能使信号处理有点难度,因为只有较少的独立变量用于进行处理。

[0015] 本发明的其他优点、目的和新颖性特征,及其详细的图解说明,将在接下来的描述和图示中得到更充分的阐释。

发明内容

[0016] 本发明提供了一种利用专用的闭环导频方法进行分集处理的方法及系统,并在说明书及其至少一个附图中得到更充分的阐释

[0017] 本发明的一个方面,提供了一种在无线接收机中进行信号处理的方法,所述方法包括:

[0018] 以闭环分集传输模式接收多个 WCDMA/HSDPA 多路传输信号,所述 WCDMA/HSDPA 多路传输信号从基站处的多个分集式发射天线接收;

[0019] 合并从所述多个分集式发射天线中每一者接收到的所述多个 WCDMA/HSDPA 多路传输信号中至少一部分,以生成至少一个处理后的分集信号;

[0020] 基于向量的投影,从所述至少一个处理后的分集信号中估算得到发送的符号,其中所述投影根据来自至少一个专用导频信道的信息而进行。

- [0021] 上述方法中,所述闭环分集传输模式包括 WCDMA/HSDPA 闭环 1 模式。
- [0022] 上述方法进一步包括:通过相对于基站处的所述多个分集式发射天线中每一者的专用导频信道信息,投影所述至少一个处理后的分集信号中每一者,来产生局部信道估计值。
- [0023] 上述方法进一步包括:基于所述局部信道估计值,产生权值。
- [0024] 上述方法进一步包括:利用所述产生的权值,估算发射权值。
- [0025] 上述方法进一步包括:根据所述至少一个处理后的分集信号的所述估算得到的发射权值,估算所述发送的符号。
- [0026] 上述方法进一步包括:根据所述基站的反馈权值,估算所述发送的符号。
- [0027] 上述方法中,所述闭环分集传输模式包括 WCDMA/HSDPA 闭环 2 模式。
- [0028] 上述方法进一步包括:通过相对于专用导频信道信息投影所述至少一个处理后的分集信号中的每一者,产生局部信道估计值。
- [0029] 上述方法进一步包括:根据所产生的局部信道估计值,为基站处的所述多个分集式发射天线中的每一者估算局部发送的信号符号。
- [0030] 上述方法进一步包括:通过将为所述基站处多个分集式发射天线中的每一者所估算出来的局部发送的信道符号合并,估算得到所述发送的符号。
- [0031] 上述方法进一步包括:对所述至少一个处理后的分集信号中的一部分进行解扩。
- [0032] 本发明的另一个方面,提供了一种在无线接收机中进行信号处理的系统,所述系统包括:
- [0033] 用于以闭环分集传输模式接收多个 WCDMA/HSDPA 多路传输信号的电路,其中所述 WCDMA/HSDPA 多路传输信号从基站处的多个分集式发射天线接收;
- [0034] 用于合并从所述多个分集式发射天线中每一者接收到的所述多个 WCDMA/HSDPA 多路传输信号中至少一部分以生成至少一个处理后的分集信号的信号处理电路;
- [0035] 用于基于向量的投影从所述至少一个处理后的分集信号中估算得到发送的符号的分集处理电路,其中所述投影根据来自至少一个专用导频信道的信息而进行。
- [0036] 上述系统中,所述闭环分集传输模式包括 WCDMA/HSDPA 闭环 1 模式。
- [0037] 上述系统进一步包括:用于通过相对于基站处的所述多个分集式发射天线中每一者的专用导频信道信息,投影所述至少一个处理后的分集信号中每一者来产生局部信道估计值的导频信道处理电路。
- [0038] 上述系统中,所述导频信道处理电路根据所述局部信道估计值产生权值。
- [0039] 上述系统进一步包括:用于利用所述产生的权值估算发射权值的权值产生电路。
- [0040] 上述系统中,所述分集处理电路根据针对所述至少一个处理后的分集信号估算得到的所述发射权值,估算所述发送的符号。
- [0041] 上述系统中,所述分集处理电路根据所述基站的反馈权值,估算所述发送的符号。
- [0042] 上述系统中,所述闭环分集传输模式包括 WCDMA/HSDPA 闭环 2 模式。
- [0043] 上述系统进一步包括:用于通过相对于专用导频信道信息投影所述至少一个处理后的分集信号中的每一者以产生局部信道估计值的导频信道处理电路。
- [0044] 上述系统中,所述分集式处理电路根据所产生的局部信道估计值,为基站处的所述多个分集式发射天线中每一者估算局部发送的信道符号。

[0045] 上述系统中,所述分集式处理电路将针对基站处所述多个分集式发射天线中每一者所估算出来的局部发送的信号符号合并,来估算得到所述发送的符号。

[0046] 上述系统进一步包括:用于对所述至少一个处理后的分集信号中的一部分进行解扩的解扩电路。

[0047] 本发明的又一方面,提供了一种在无线接收机中进行信号处理的方法,所述方法包括:

[0048] 以开环分集传输模式接收多个 WCDMA/HSDPA 多路传输信号,其中所述 WCDMA/HSDPA 多路传输信号从基站处的多个分集式发射天线接收;

[0049] 合并从所述多个分集式发射天线中每一者接收到的所述多个 WCDMA/HSDPA 多路传输信号的至少一部分,以生成至少一个处理后的分集信号;

[0050] 根据来自至少一个公共导频信道的信息,从所述至少一个处理后的分集信号中估算得到发送的符号。

[0051] 上述方法进一步包括:对所述至少一个处理后的分集信号的至少一部分进行解扩。

[0052] 本发明的又一方面,还提供了一种在无线接收机中进行信号处理的系统,所述系统包括:

[0053] 用于以开环分集传输模式接收多个 WCDMA/HSDPA 多路传输信号的电路,其中所述 WCDMA/HSDPA 多路传输信号从基站处的多个分集式发射天线接收;

[0054] 用于合并从所述多个分集式发射天线中每一者接收到的所述多个 WCDMA/HSDPA 多路传输信号的至少一部分以生成至少一个处理后的分集信号的信号处理电路;

[0055] 用于根据来自至少一个公共导频信道的信息从所述至少一个处理后的分集信号中估算得到发送的符号的分集处理电路。

[0056] 上述系统进一步包括用于对所述至少一个处理后的分集信号的至少一部分进行解扩的解扩电路。

[0057] 本发明的其他优点、目的和新颖性特征,及其详细的图解说明,将在接下来的描述和图示中得到更充分的阐释。

附图说明

[0058] 图 1a 是本发明的一个实施例中能实现低延迟链路自适应的 HSDPA 分布式架构的示意图;

[0059] 图 1b 是本发明的一个实施例中位于基站中、用于从无线网络控制器中移除重发相关的调度及存储的第一层 HARQ 控制的示意图;

[0060] 图 1c 是本发明的一个实施例中闭环 1 反馈权值的示意图;

[0061] 图 1d 是本发明的一个实施例中闭环 2 反馈相位的示意图;

[0062] 图 2 是本发明的一个实施例中接收机前端和芯片匹配滤波器的结构图;

[0063] 图 3 是本发明的一个实施例中对 WCDMA/HSDPA 的分集编码传输进行符号解调的示意图;

[0064] 图 4 是本发明的一个实施例中采取时空发射分集 (STTD) 模式进行分集处理的方法流程图;

[0065] 图 5a 是本发明的一个实施例中采取闭环 1 专用导频方法进行分集处理的方法流程图；

[0066] 图 5b 是本发明的一个实施例中采取闭环 2 专用导频方法进行分集处理的方法流程图；

[0067] 图 6 是本发明的一个实施例中采取闭环 1 无导频方法进行分集处理的方法流程图；

[0068] 图 7 是本发明的一个实施例中采取闭环 2 无导频方法进行分集处理的方法流程图。

具体实施方式

[0069] 本发明提供了一种利用专用闭环导频方法进行分集处理的方法及系统，并以实施例方式进行了说明。方法方面，包括合并多个分集式发射天线中每一者接收到的多个 WCDMA/HSDPA 多路传输信号，以生成至少一个处理后的分集信号，且其至少一部分可被解扩。所述接收到的 WCDMA/HSDPA 多路传输信号来源于基站处的分集式发射天线，所述发射天线通过闭环或开环分集传输模式发射信息。符号估计值由通过分集式发射天线发送的符号所构成。该估计可包括，相对于来自至少一个导频信道的信息对处理后的信号进行投影。所述投影与本申请的目的相互关联。

[0070] 在本发明的一个实施例中，闭环分集传输模式包括 WCDMA/HSDPA 闭环 1 (CL 1) 模式。例如，当基站以闭环 1 模式进行传输时，可相对于来自基站处多个分集式发射天线中每个天线的专用导频信道信息，将该基站的每个处理后的分集信号进行投影（或相关），来生成局部信道估计值。然后可基于该局部信道估计值，产生权值。从所产生的该权值，可估算出发射权值。该估算包括，将所产生的权值映射至由移动终端反馈至基站的多个权值之一。然后基于所估算的发射权值，可对分集发射天线所发送的符号进行估算。

[0071] 在本发明的另一实施例中，该闭环分集传输模式还包括 WCDMA 闭环 2 模式。例如，当基站以闭环 2 模式进行传输时，相对于专用导频信道信息对处理后的分集信号进行投影（或相关），可产生局部信道估计值。然后，可基于生成的局部信道估计值，估算出基站处的每个分集式发射天线的局部发送的信号符号。通过将基站出每个分集式发射天线对应的局部发送的信道符号进行合并，可以生成基站所发送的符号的估算值。

[0072] 在本发明的另一实施例中，该分集传输模式包括 WCDMA/HSDPA 开环（或时空发射分集）模式。例如，当基站以此模式进行传输，可使用公共导频信道信息的至少一部分来产生基站所发送的符号的估算值。

[0073] 基站所发送的符号，也可基于回发给基站的反馈权值而估算出。除上述的闭环 1 (CL 1) 模式和闭环 2 (CL 2) 模式外，该分集传输模式还包括开环 (OL) 模式。该开环模式又被认为是时空发射分集 (STTD) 模式。当采取闭环 1 模式时，移动终端可反馈权值，供基站中单独的发射天线使用。当采取闭环 2 模式时，移动终端可反馈两个不同的权值，供基站中的两个发射天线分别使用。

[0074] 本发明的各个实施例中均可使用两种方法，从而相对于接收天线，可采用闭环方式 1 和闭环方式 2 优化发射的信号。第一种方法称为无导频方法 (blind method)。在该无导频方法中，接收方移动终端可产生一个反馈权值，并将其发送至发送方基站，接收方移动

终端可使用同样的反馈权值估算发射的信号。然而,在某些情形下,由于如上行信道干扰等原因,发送方基站所接收的反馈权值中存在错误。在此情况下,发送方基站所使用的权值可能与移动终端反馈的权值不同。因此,由于发送方基站正使用与接收方移动终端不同的权值,那么该移动终端可能不能正确地恢复所发送的信息。

[0075] 第二种方法则通过估算由发送方基站传输并在公共导频信道和专用导频信道中使用的权值,提供对发送的信息的更准确的恢复。该第二种方法称为专用导频方法。在该方法中,专用导频信道估算值可用于产生反馈信号给发送方基站。

[0076] 图 1a 是根据本发明一个实施例的开环 WCDMA/HSDPA 通信的示意图。参考图 1a,示出了移动终端 110 和 112 以及基站 114。基站 114 发送语音和 / 或数据信息至移动终端 110 和 / 或 112,并从移动终端 110 和 / 或 112 接收语音和 / 或数据信息。基站 114 以开环方式进行传送,不会从移动终端 110 和 / 或 112 获得任何加权反馈。因此,移动终端 110 和 112 可仅根据基站 114 所发送的公共导频信道,对基站 114 发送的信号或符号进行估算。

[0077] 图 1b 是本发明的一个实施例中闭环 WCDMA/HSDPA 通信的示意图。参考图 1b,示出了移动终端 120 和 122,以及基站 124。基站 124 发送语音和 / 或数据信息至移动终端 120 和 / 或 122,并从移动终端 120 和 / 或 122 接收语音和 / 或数据信息。基站 124 以闭环方式传输,可从移动终端 120 和 / 或 122 获得加权反馈。因此,移动终端 120 和 122 均可根据基站 124 发送的公共导频信道和专用导频信道以及分别由移动终端 120 和 122 生成的权重信息,对基站 124 发送的信号或符号进行估算。

[0078] 第一闭环方法可称为闭环 1 (CL 1) 方法。当采取闭环 1 方法是,每个移动终端可产生一个单独的权值,并发送给基站。在闭环 1 方法中反馈权值可为四个不同权值中的一者。例如,该权值在 X 轴上为 ± 0.707 ,在 iY 轴上为 ± 0.707 ,其中 iY 轴可为复数的 Y 轴。上述四种可能产生的权值如图 1c 所示。

[0079] 第二闭环方法可称为闭环 2 (CL 2) 方法。当采取闭环 2 方法时,每个移动终端可产生两个权值,并发送给基站。在本发明的一个实施例中,该反馈权值使得基站 124 所发送的两个信号 s_1 和 s_2 具有两种不同的功率组合,且两个信号中的一者 (例如基站 124 发送的信号 s_2) 具有八种不同的相位调整。因此,反馈权值可为 16 个不同权值中的一者。这 16 个可能产生的权值如图 1d 中所示。

[0080] 图 1c 示出了本发明的一个实施例中采用闭环 1 的反馈权值。参考图 1c,示出了由移动终端 120 和 / 或 122 所产生的四个权值 132、134、136、138 构成的图表 130。例如,来自每个移动终端 120 和 122 的权值,依照 WCDMA/HSDPA 标准反馈给基站 124。第一权值 132 指出的相位是 $\pi/4$ 。第二权值 134 指示的相位是 $3\pi/4$ 。第三权值 136 指示的相位是 $5\pi/4$ 。第四权值 138 指示的相位是 $7\pi/4$ 。所有上述四个权值 132、134、136、138 可具有统一的功率值 1。反馈给基站 124 的权值可用于对基站 124 所发送的两个信号中的其中一者进行调制。例如,由基站 124 所发送的信号 s_2 可为被来自移动终端 120 和 / 或 122 的权值所调制过的信号。

[0081] 图 1d 示出了本发明的一个实施例中采用闭环 2 的反馈权值。参考图 1d,示出了由移动终端 120 和 / 或 122 所产生的八个相位值 142、144、146、148、150、152、154、156 构成的图表 140。该相位值是移动终端所产生的权值的一部分。第一权值 142 指示的相位是 0。第二权值 144 指示的相位是 $\pi/4$ 。第三权值 146 指示的相位是 $\pi/2$ 。第四权值 148 指示

的相位是 $3\pi/4$ 。第五权值 150 指示的相位是 π 。第六权值 150 指示的相位是 $5\pi/4$ 。第七权值 152 指示的相位是 $3\pi/2$ 。第八权值 154 指示的相位是 $7\pi/4$ 。

[0082] 例如,移动终端也可为基站所发送的两个信号产生两种功率组合的其中一者。根据本发明的一个实施例,一种功率组合可指示基站 124 分别以 80%和 20%的比率分配功率来发射信号 s_1 和 s_2 。根据本发明的一个实施例,另一种功率组合可指示基站 124 分别以 20%和 80%的比率分配功率来发射信号 s_1 和 s_2 。这些功率组合也可由移动终端所产生的权值的一部分。该权值可由移动终端按照 WCDMA/HSDPA 标准反馈至基站。因此,反馈至基站的权值可以是 16 个不同权值的其中一者。

[0083] 基站 124 可使用该相位值对由基站 124 发射的两个信号其中一者(例如,信号 s_2)的相位进行调制。基站 124 也可采用该功率比来调制由基站 124 发射的两个信号的功率。

[0084] 图 2 是本发明的一个实施例中接收机前端和芯片匹配滤波器的结构图。参考附图 2,示出了发射机部件 200a,以及接收机部件 200b。该发射机部件 200a 包括调制及编码模块 202,以及多个发射天线 204a 和 204b。数据输入 x_1, x_2, \dots, x_n , 被作为符号,可输入该调制及编码模块 202。信号 tx_1 和 tx_2 可为射频信号,其由调制及编码模块 202 产生,并被分别发送到发射天线 204a 和 204b。接收机部件 200b 包括接收天线 210、射频前端模块 212、信道匹配滤波器 214。

[0085] 在发射端 200a 中,调制及编码模块 202 可用于从数据输入 x_1 和 x_2 产生射频信号 tx_1 和 tx_2 ,其中数据输入 x_1 和 x_2 是指符号。该射频信号 tx_1 和 tx_2 可分别由发射天线 204a 和 204b 发射。所发射的该射频信号,例如,射频信号 s_1 和 s_2 ,可分别表示由具有时变脉冲响应 h_1 和 h_2 的信道所传送。该射频信号 s_1 和 s_2 可以是相同或者不同的信号。例如,该射频信号 s_1 和 s_2 可在闭环 1 和闭环 2 模式下包含相同的数据,而在空时编码分集模式下则包含不同的数据。

[0086] 在接收端 200b 中,接收天线 210 包括与其适配的逻辑、电路和/或编码,从而用于接收射频信号,例如,射频信号 s_1 和 s_2 。射频前端模块 212 包括与其适配的逻辑、电路和/或编码,从而用于接收输入的射频信号,并将这些射频信号转换为模拟基带信号。在产生模拟基带信号后,该射频前端模块 212 以预定速率对该模拟基带信号进行数据取样,最终产生的数字基带信号将成为射频前端模块 212 的输出。信道匹配滤波器 214 包括与其适配的逻辑、电路和/或编码,从而用于对 WCDMA/HSDPA 基带带宽进行数字过滤,其可以是一对平方根升余弦类型的、为 WCDMA/HSDPA 标准规格所必需的数字滤波器。

[0087] 在操作中,调制及编码模块 202 可通过发射天线 204a 和 204b 发送射频信号,且接收天线 210 可接收射频信号,并将所接收到的射频信号发送至射频前端模块 212 中。射频前端模块 212 通过对所接收到的射频信号进行滤波、放大和/或下转换,将该接收到的射频信号处理为基带信号。该基带信号可被模数转换器以一定取样率进行数据取样。该数据取样信号可为射频前端模块 212 的输出信号,且该信号可发送至信道匹配滤波器 214,并在其中进行数字滤波。滤波后的信号可由信道匹配滤波器 214 输出,并发送至处理器,例如,可对由天线例如发射天线 204a 或 204b 发射的射频信号的各种多路传输信号进行处理的集群路径处理器(cluster path processor,缩写为 CPP)。

[0088] 图 3 是用于 WCDMA/HSDPA 的分集编码传输中的符号解调的示意图。参考图 3,示出了集群路径处理模块 302、最大比合并器(MRC)模块 304、解扩模块 306、分集处理模块 308、

专用导频信道处理模块 310 和 312, 以及天线检验 (AV) 模块 314。针对每个基站, 从发射天线 (例如如图 2 中的发射天线 204a 和 204b) 到接收天线 (例如如图 2 中的接收天线 210) 的信道的实际时变脉冲响应, 分别以 h_1 和 h_2 来表示。对信道的实际时变脉冲响应 h_1 和 h_2 的估计值, 在每个基站中分别以 \hat{h}_1 和 \hat{h}_2 来表示。来自 WCDMA/HSDPA 公共导频信道的信息可用于产生估算出的时变脉冲响应 \hat{h}_1 和 \hat{h}_2 。

[0089] 集群路径处理模块 302 包括多个用于对信道匹配滤波器 214 (图 2 所示) 的输出信号进行接收和处理的集群路径处理器。集群路径处理模块 302 中的这些集群路径处理器 302a……302n, 可被分成多组, 其中每组用于对多路信号的时间上的集群进行追踪, 并估算该信号集群中多路信号的复相及振幅。该信号集群包括最大时间差不超过 $16/(3.84 \times 10^6)$ 秒的所有接收到的信号路径的集合。2005 年 6 月 30 日提出申请号为 No. 11/173, 854 的美国申请, 提供了对信号集群的描述, 本专利申请通过引用其全文而结合到本文中。

[0090] 在本发明的一个方面中, 由于 WCDMA/HSDPA 标准使用分集传输模式, 每个基站均通过两个天线发射信号, 因此采用了两个集群路径处理器。该分集传输模式包括闭环 1 模式 (CL 1) 和闭环 2 (CL 2) 模式, 以及又称为空时发射分集模式的开环 (OL) 模式。该集群路径处理器 302 可用于决定每个基站的信道估计值及信道时变脉冲响应 \hat{h}_1 和 \hat{h}_2 的锁定指示符 (lock indicator) (\hat{h}_1, L_1) 和 (\hat{h}_2, L_2), 以及恢复每个基站中通过信道传输的信息。该锁定指示符 L_1 和 L_2 用于指示, 对应估算值中的哪部分具有有效值。本发明的一个实施例中, 使用接收到的信号的强度评估该锁定指示符。然而, 在每个基站仅有一个发射天线的情形下, 则每个基站仅分配有一个集群路径处理器。

[0091] 该最大比合并器模块 304 包括多个最大比合并器, 即 304a……304n。在每个基站中, 集群的定时和信道的时变脉冲响应估算值被提供给最大比合并器模块 304。最大比合并器模块 304 用于提供简单且有效的合并方案或机制, 用于使用 RAKE 接收机抵抗噪音、信号衰减以及某种程度上的信道干扰。本发明的一个实施例中, 每个最大比合并器 304a……304n 均包括与其适配的逻辑、电路和 / 或编码, 从而利用最大比合并算法合并多路相干信号和不相干噪声。每个最大比合并器 304a……304n 可输出至少一个处理后的分集信号。因此, 每个最大比合并器 304a……304n 可为每个基站输出两个处理后的分集信号。每个最大比合并器 304a……304n 可在信道中采取相同的比例常数。本发明还可采取其他最佳的合并算法, 例如, 最小均方误差算法。2005 年 6 月 30 日提出的申请号为 No. 11/173, 870 的美国专利申请, 提供了对最大比合并模块的描述, 此处通过引用其全文而结合到本专利申请中。

[0092] 解扩模块 306 包括多个解扩器, 即 306a, ..., 306n。每个解扩器 306a, ..., 306n 包括与其适配的逻辑、电路和 / 或编码, 从而用于解扩所接收到的信号, 该信号此前可能在本发明的发射机中利用正交扩频码进行过扩展。在发射消息信号即符号之前, 发射机已采用正交扩频码, 生成包含多个码片 (chip) 的信号。解扩模块 306 可用于产生本地代码, 例如 Gold 代码或正交可变扩频因子代码, 其可通过包括乘法和累加运算等方法应用于所接收的信号。在对预定数量的码片 (其内的符号已经过调制) 进行积分完成之后, 便可实现处理增益。

[0093] 在接收机处解扩后, 最初的符号被提取出来。WCDMA/HSDPA 通过利用正交扩频信号

中的扩频码来降低多址干扰,可支持单个射频信号中的多个扩频信号的同时传输。接收机通过应用解扩码,从所发射的多个扩频信号中提取出各个符号,该解扩码与用于产生该扩频信号的代码相同。与集群路径处理模块 302 及最大比合并器模块 304 类似,解扩模块 306 可被分配在每个基站上,而与解扩模块 306 进行通信的最大比合并器模块 304 也可分配于同一个基站上。

[0094] 分集处理模块 308 包括多个分集处理器,即 308a, …… , 308n。在本发明的一个实施例中,分集处理器 308a, …… , 308n 均包括与其适配的逻辑、电路和 / 或编码,从而用于对从多天线以分集模式发射的信号进行合并。根据 3GPP 技术规范 25. 211(第 6 版),该分集模式包括开环、闭环 1 和闭环 2。闭环技术在慢速变化传播环境中的运行状况明显较好,这是因为它更容易跟上在此情形下的信道变化。在本发明的一个实施例中,分集模式信号可在需由最大比合并器模块 304 输入信号的单个硬件模块中处理。

[0095] 对专用导频信道方法而言,分集处理模块 308 从专用导频信道处理模块 310 和 312 接收专用导频信道估计值。另外,对闭环 1 天线检验方法而言,在每个基站中分集处理模块 308 从天线检验模块 314 接收单个权值;对闭环 2 天线检验方法而言,在每个基站中分集处理模块 308 从天线检验模块 314 接收两个权值。对于无导频的方法,分集处理模块 308 接收与发送给基站的权值相同的反馈信道权值 $T \times W$ 。在每个基站基础上,产生分集处理模块 308 的输出值。

[0096] 专用导频信道处理模块 310 和 312 包括多个专用导频信道处理器,分别是 310a, …… , 310n, 以及 312a, …… , 312n。在本发明的一个实施例中,每个专用导频信道处理器 310a, …… , 310n 和 312a, …… , 312n 均包括与其适配的逻辑、电路和 / 或编码,从而通过监测各自天线的专用导频信道,为每个发射天线提供相干检测和相位基准。例如,专用导频信道处理模块 310 中的专用导频信道处理器可为发射天线 204a(图 2 所示)提供相干检测和相位基准,而专用导频信道处理模块 312 中的专用导频信道处理器可为发射天线 204b(图 2 所示)提供相干检测和相位基准。专用导频信道处理模块 310 和 312 的输出值是基于每个基站的,并可送入天线检验模块 314 和 / 或分集处理模块 308。

[0097] WCDMA/HSDPA 中的专用控制信道中包含功率控制比特和速率信息。移动站使用 WCDMA/HSDPA 的同步信道获取初始时间同步。在 WCDMA/HSDPA 中使用一个或者多个寻呼信道对移动终端进行寻呼。WCDMA/HSDPA 中,公共导频信道提供有基准信号用于相干检测、蜂窝获取 (cell acquisition) 及切换。当移动终端运行于专用信道时,其除了接收到该公共导频信道外,还接收到专用导频信道。该专用导频信道可以是时间复用信道,提供信息以用于 WCDMA/HSDPA 网络中的分集操作。

[0098] 天线检验模块 314 包括多个天线检验器 (即 314a, …… , 314n), 以及反馈信道权值 ($T \times W$) 产生模块 314q。在本发明的一个实施例中,每个天线检验器 314a, …… , 314n 均包括与其适配的逻辑、电路和 / 或编码,从而用于处理来自专用导频信道处理模块 310 和 312 的专用导频信道信息,和来自集群路径处理模块 302 的公共导频信道估计值,并输出可由分集处理模块 308 所使用的估算信道权值 \hat{w} 。例如,当采用无导频方法时,分集处理模块 308 可利用发送至基站的反馈信道权值 $T \times W$ 。 $T \times W$ 模块 314q 使用闭环 1 和闭环 2 分集模式下的两个发射天线的信道估计值 \hat{h}_1 和 \hat{h}_2 , 计算该反馈信道权值 $T \times W$ 。

[0099] 该天线检验器 314a, …… , 314n 可产生估算信道权值 \hat{w} , 并传送给分集处理模块 308

用于进行天线检验。对于闭环 1 模式的的天线检验方法,估算信道权值 \hat{w} 可包含一个单独权值。对于闭环 2 模式的的天线检验方法,估算信道权值 \hat{w} 可包含两个权值。当移动终端对于基站而言以相对较高的速度移动时,分集模式闭环 1 具有较佳的性能。例如,当由移动用户设备所产生的多普勒频移大于或等于 60Hz 时,该分集模式闭环 1 具有更强的应用性。当多普勒频移小于 60Hz 时,分集模式闭环 2 具有更强的应用性。

[0100] 在操作中,集群路径处理模块 302 中的多对集群路径处理器对滤波后的基带信号进行处理,以产生信道估算值 \hat{h}_1 和 \hat{h}_2 ,以及定时信息 T。该信道估算值 \hat{h}_1 和 \hat{h}_2 以及定时信息 T 以每个基站为基础而产生。然后,每基站的信道估算值 \hat{h}_1 和 \hat{h}_2 以及定时信息 T 被送入最大比合并器模块 304 中,且信道估算值 \hat{h}_1 和 \hat{h}_2 可被送入天线检验模块 314 中进行处理。每基站的定时信息 T 还被送入解扩模块 306 中。最大比合并器模块 304 可用于利用每基站的信道估算值 \hat{h}_1 和 \hat{h}_2 以及定时信息 T 和滤波后的基带信号,从而为基站中每个发射天线所发送的信号产生估算的输出信号。该估算的输出信号可送入解扩模块 306 中。

[0101] 解扩模块 306 可用于在每个基站基础上解扩并产生输出估算值。解扩模块 306 可利用来自最大比合并器模块 304 和集群路径处理模块 302 的输入,产生该输出估算值。来自解扩模块 306 的输出估算值可发送至分集处理模块 308 和专用导频信道处理模块 310 和 312 中。分集处理模块 308 可用于提供分集处理,并在每基站基础上输出符号估算值。分集处理模块 308 可利用来自解扩模块 306、专用导频信道处理模块 310 和 312 以及天线检验模块 314 的输入,产生输出符号估算值。该输出符号估算值可送入其他处理器中,例如卷积码解码器或涡轮码解码器中,从而进行进一步处理以分别提取出语音或数据信息。

[0102] 专用导频信道处理模块 310 和 312 处理来自解扩模块 306 的估算输出值,以生成发射天线(例如,图 2 所示的天线 204a 和 204b)所特有的信息,且将该信息送入天线检验模块 314 和分集处理模块 308 中。专用导频信道处理模块 310 和 312 的输出信息在每个基站基础上生成。当基站利用分集模式 CL 1 和 CL 2 进行传输时,天线检验模块 314 处理相关天线信息,以产生估算信道权值 \hat{w} 。另外,可利用两个发射分集天线的公共导频信道估算值,计算反馈信道权值 T×W。反馈信道权值 T×W 可发送给基站,在采用无导频 CL 1 和 CL 2 方法的情形下,还可发送给分集处理模块 308。

[0103] 尽管依照当前的 WCDMA/HSDPA 标准每个基站采用了两个集群路径处理器,但也不应将其视为对分配至基站的集群路径处理器数量的限制。本发明的其他应用中,可根据基站中发射天线的数量或者其他原因,在每个基站中按需要分配多个集群路径处理器。另外,16/(3.84×10⁶)秒的集群周期可以是单独设计和/或实现的。因此,本发明并不局限于这一集群周期。

[0104] 图 4 是本发明的一个实施例中采取时空发射分集(STTD)模式进行分集处理的方法流程图。该时空发射分集模式是开环模式,因此,不存在由移动终端发送至基站的反馈权值。时空编码算法可对由发射天线所发送的包含符号的信号进行调制,其中每个发射天线可发送不同的数据。由于无需产生反馈权值,且仅需要空时解码算法,因此接收方移动终端对所接收到的信号的处理便可简单化。

[0105] 参考图 4,步骤 400 至 408 用于处理分集信号。在步骤 400 中,在开环模式或空时发射分集模式下,可在两个连续时间间隔中,通过接收天线(例如接收天线 210)接收信号

r_1 和 r_2 。此过程可通过以下方程式展现,其中假设以单一衰减路径来简化等式中的标号。

$$[0106] \quad \vec{r} = \begin{bmatrix} r_1 \\ r_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} s_1 & -s_2^* \\ s_2 & s_1^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} h_1 \\ h_2 \end{bmatrix} \quad (1)$$

[0107] 变量 s_1 和 s_2 表示由发射基站所发送的信号(符号), h_1 和 h_2 则表示实际传播信道。

[0108] 在步骤 402 中,集群路径处理模块 302 根据由每个基站(例如,基站 202)发送的公共导频信道,产生信道估计值 \hat{h}_1 和 \hat{h}_2 。变量 \hat{h}_1 和 \hat{h}_2 分别表示 s_1 和 s_2 的信道估计值。在变量名之后的星号(*)表示为该变量的复共轭。例如, s_2^* 表示 s_2 的复共轭。

[0109] 在步骤 404 中,最大比合并器模块 304 利用来自集群路径处理模块 302 的信道估计值 \hat{h}_1 和 \hat{h}_2 ,处理来自信道匹配滤波器 214 的滤波且数字化处理后的基带信号。例如,最大比合并器模块 304 的输入可以是来自每个基站中两个发射天线的多路传输信号。最大比合并器模块 304 中的每个最大比合并器可合并来自基站的多路传输信号,以产生至少一个处理后的分集信号。最大比合并器模块 304 中接收的信号分别乘以信道估计值的复共轭 \hat{h}_1^* 和 \hat{h}_2^* ,如下:

$$[0110] \quad \hat{h}_1^* r_1 = \hat{h}_1^* (h_1 s_1 - h_2 s_2^*) = |h_1|^2 s_1 - \hat{h}_1^* h_2 s_2^* \quad (2)$$

$$[0111] \quad \hat{h}_1^* r_2 = \hat{h}_1^* (h_1 s_2 + h_2 s_1^*) = |h_1|^2 s_2 + \hat{h}_1^* h_2 s_1^* \quad (3)$$

$$[0112] \quad \hat{h}_2^* r_1 = \hat{h}_2^* (h_1 s_1 - h_2 s_2^*) = -|h_2|^2 s_2^* + h_1 \hat{h}_2^* s_1 \quad (4)$$

$$[0113] \quad \hat{h}_2^* r_2 = \hat{h}_2^* (h_1 s_2 + h_2 s_1^*) = |h_2|^2 s_1^* + h_1 \hat{h}_2^* s_2 \quad (5)$$

[0114] 在步骤 406 中,来自每个基站中最大比合并器模块 304 的上述两个处理后的分集信号,可由解扩模块 306 进行解扩。解扩模块 306 的输出信号可发送至分集处理模块 308。在步骤 408 中,分集处理模块 308 可通过如等式 2-5 获得发射的信号的估计值 \hat{s} ,如下:

$$[0115] \quad \hat{s} = \begin{bmatrix} \hat{s}_1 \\ \hat{s}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \hat{h}_1^* r_1 + \hat{h}_2^* r_2^* \\ \hat{h}_1^* r_2 - \hat{h}_2^* r_1^* \end{bmatrix} \quad (6)$$

[0116] 其中 \hat{s}_1 和 \hat{s}_2 分别是发射的信号 s_1 和 s_2 的估计值。由此可估算得到的信号估计值为:

$$[0117] \quad \hat{s} = \begin{bmatrix} \hat{s}_1 \\ \hat{s}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} |h_1|^2 s_1 - \hat{h}_1^* h_2 s_2^* + |h_2|^2 s_1 + h_1 \hat{h}_2^* s_2^* \\ |h_1|^2 s_2 + \hat{h}_1^* h_2 s_1^* + |h_2|^2 s_2 - h_1 \hat{h}_2^* s_1^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (|h_1|^2 + |h_2|^2) s_1 \\ (|h_1|^2 + |h_2|^2) s_2 \end{bmatrix} \quad (7)$$

[0118] 图 5a 是本发明的一个实施例中采取闭环 1 专用导频方法进行分集处理的方法流程图。闭环 1 专用导频方法为每个发射天线采用专用的导频信道,以及由两发射天线中的一者所使用的权值估计值。参考图 5a,步骤 500 到 510 用于处理分集信号。分集信号可以由至少一个天线所发射的信号,例如,由分集天线 204a 和 204b 所发射的信号 s_1 和 s_2 。分集信号可涉及相同的信息,但为得到更强的接收信号,分集信号可以分集配置进行发射。由于分集信号涉及相同的信息,用于接收分集信号的接收系统的一部分,例如图 3 所示的电

路,可合并该分集信号,以恢复所发送的信息。

[0119] 在步骤 500 中,天线 210 接收由分集天线 204a 和 204b 发射的信号 s_1 和 s_2 。该接收到的信号 r 可用以下等式来表示:

$$[0120] \quad r = (h_1 + wh_2)s \quad (8)$$

[0121] 其中 h_1 和 h_2 为传播信道, w 为应用于由天线 204b 所发射的信号的权值, s 为由发射天线 204a 和 204b 发送的信号。所接收的信号 r 可由射频前端模块 212 和信道匹配滤波器 214 进行处理。信道匹配滤波器 214 可发送经滤波且数字化处理后的基带信号给集群路径处理模块 302 和最大比合并器模块 304。

[0122] 在步骤 502 中,集群路径处理模块 302 根据由每个基站(例如,基站 202)发送的公共导频信道,产生信道估计值 \hat{h}_1 和 \hat{h}_2 。在步骤 504 中,最大比合并器模块 304 利用来自集群路径处理模块 302 的信道估计值 \hat{h}_1 和 \hat{h}_2 , 处理来自信道匹配滤波器 214 的经滤波且数字化处理后的基带信号。例如,最大比合并器模块 304 的输入可以是来自每个基站中两个发射天线的多路传输信号。最大比合并器模块 304 中的每个最大比合并器可合并来自基站的多路传输信号,以产生至少一个处理后的分集信号。最大比合并器模块 304 中接收到的信号分别与信道估计值的复共轭 \hat{h}_1^* 和 \hat{h}_2^* 相乘,如下:

$$[0123] \quad \hat{h}_1^* r = \hat{h}_1^* (h_1 + wh_2)s = (|h_1|^2 + w\hat{h}_1^* h_2)s \quad (9)$$

$$[0124] \quad \hat{h}_2^* r = \hat{h}_2^* (h_1 + wh_2)s = (w|h_2|^2 + h_1\hat{h}_2^*)s \quad (10)$$

[0125] 接收到的专用导频符号 x_1 和 x_2 相互正交,两者可替换为上述等式 9 和 10 中的接收信号 s 。例如,上述专用导频符号 x_1 和 x_2 分别由发射天线 204a 和 204b 所发送。最大比合并模块 304 的输出端的接收信号可表示如下:

$$[0126] \quad \hat{h}_1^* r_{dp} = \hat{h}_1^* (h_1 x_1 + wh_2 x_2) = |h_1|^2 x_1 + w\hat{h}_1^* h_2 x_2 \quad (11)$$

$$[0127] \quad \hat{h}_2^* r_{dp} = \hat{h}_2^* (h_1 x_1 + wh_2 x_2) = w|h_2|^2 x_2 + h_1\hat{h}_2^* x_1 \quad (12)$$

[0128] 在步骤 506 中,来自每个基站中最大比合并器模块 304 的上述两个处理后的分集信号,可由解扩模块 306 进行解扩。解扩模块 306 的输出可发送至分集处理模块 308 以及专用导频信道处理模块 310 和 312 中。在步骤 508 中,专用导频信道处理模块 310 和 312 通过在等式 11 和 12 中应用正交原则,确定局部信道估计值。等式 11 和 12 中对变量 x_1 和 x_2 的投影(或相关运算)可得出局部信道估计值:

$$[0129] \quad \text{利用 } x_1 \text{ 对 } \hat{h}_1^* r_{dp} \text{ 进行投影(或相关运算)可产生 } (|h_1|^2)_{dp}, \quad (13)$$

$$[0130] \quad \text{利用 } x_2 \text{ 对 } \hat{h}_1^* r_{dp} \text{ 进行投影(或相关运算)可产生 } (w\hat{h}_1^* h_2)_{dp}, \quad (14)$$

$$[0131] \quad \text{利用 } x_1 \text{ 对 } \hat{h}_2^* r_{dp} \text{ 进行投影(或相关运算)可产生 } (w|h_2|^2)_{dp}, \quad (15)$$

$$[0132] \quad \text{利用 } x_2 \text{ 对 } \hat{h}_2^* r_{dp} \text{ 进行投影(或相关运算)可产生 } (h_1\hat{h}_2^*)_{dp}. \quad (16)$$

[0133] 然后,可从局部信道估计值中获取权值 w 。从四个权值 132、134、136 和 138 中选择一个与所获取权值 w 最为接近者,将其作为闭环 1 发射天线权值 w 的估算发射权值 \hat{w} 。

[0134] 在步骤 510 中,分集处理模块 308 可利用估算出的发射权值 \hat{w} 来确定数据符号估计值 \hat{s} 。

$$[0135] \quad \hat{s} = \hat{h}_1^* r + \hat{w}^* \hat{h}_2^* r = \hat{h}_1^* (h_1 + w h_2) s + \hat{w}^* \hat{h}_2^* (h_1 + w h_2) s$$

$$[0136] \quad = \left(|h_1|^2 + w \hat{h}_1^* h_2 + \hat{w}^* h_1 \hat{h}_2^* + |w|^2 |h_2|^2 \right) s \quad (17)$$

$$[0137] \quad = \left(|h_1|^2 + 2 \operatorname{Re}(w \hat{h}_1^* h_2) + |w|^2 |h_2|^2 \right) s$$

[0138] 应当指出的是,等式 17 的结果相当于执行标准信道时进行发射权值反旋。

$$[0139] \quad \hat{s} = \left(\hat{h}_1 + \hat{w} \hat{h}_2 \right)^* (h_1 + w h_2) s$$

$$[0140] \quad = \left(|h_1|^2 + w \hat{h}_1^* h_2 + \hat{w}^* h_1 \hat{h}_2^* + |w|^2 |h_2|^2 \right) s \quad (18)$$

$$[0141] \quad = \left(|h_1|^2 + 2 \operatorname{Re}(w \hat{h}_1^* h_2) + |w|^2 |h_2|^2 \right) s$$

[0142] 图 5b 是本发明的一个实施例中采取闭环 2 专用导频方法进行分集处理的方法流程图。闭环 2 专用导频方法利用两个发射天线所发送的专用导频信道。参考图 5b,步骤 560 到 570 用于处理分集信号。分集信号可以是由至少一个天线所发射的信号,例如,由分集天线 204a 和 204b 所发射的信号 s_1 和 s_2 。该分集信号可涉及相同的信息,但为得到更强的接收信号,分集信号可以分集配置进行发射。由于分集信号涉及相同的信息,用于接收分集信号的接收系统的一部分,例如图 3 所示电路,可合并该分集信号,以恢复所发送的信息。

[0143] 在步骤 560 中,天线 210 可接收由分集天线 204a 和 204b 发射的信号 s_1 和 s_2 。该接收信号 r 可用以下方程式来表示:

$$[0144] \quad r = (w_1 h_1 + w_2 h_2) s \quad (19)$$

[0145] 其中 h_1 和 h_2 为实际传播信道。发射权值 w_1 和 w_2 为应用于由天线 204a 和 204b 分别发射的信号的权值,而 s 为由发射天线 204a 和 204b 发送的信号。该接收信号 r 可由射频前端模块 212 和信道匹配滤波器 214 进行处理。信道匹配滤波器 214 可发送经滤波且数字化处理后的基带信号给集群路径处理模块 302 和最大比合并器模块 304。

[0146] 在步骤 562 中,集群路径处理模块 302 根据由每个基站(例如,基站 202)发送的公共导频信道,产生信道估计值 \hat{h}_1 和 \hat{h}_2 。在步骤 564 中,最大比合并器模块 304 利用来自集群路径处理模块 302 的信道估计值 \hat{h}_1 和 \hat{h}_2 ,处理来自信道匹配滤波器 214 的经滤波且数字化处理后的基带信号。例如,最大比合并器模块 304 的输入可以是来自每个基站中两个发射天线的多路传输信号。最大比合并器模块 304 中的每个最大比合并器可合并来自基站的多路传输信号,以产生至少一个处理后的分集信号。最大比合并器模块 304 中的接收信号分别乘以信道估计值的复共轭 \hat{h}_1^* 和 \hat{h}_2^* ,如下:

$$[0147] \quad \hat{h}_1^* r = \hat{h}_1^* (w_1 h_1 + w_2 h_2) s = \left(w_1 |h_1|^2 + w_2 \hat{h}_1^* h_2 \right) s \quad (20)$$

$$[0148] \quad \hat{h}_2^* r = \hat{h}_2^* (w_1 h_1 + w_2 h_2) s = \left(w_2 |h_2|^2 + w_1 h_1 \hat{h}_2^* \right) s \quad (21)$$

[0149] 接收到的专用导频符号 x 可替换上述等式 20 和 21 中的接收信号 s 。例如,发射天线 204a 和 204b 可通过专用导频信道发送相同的符号 x 。最大比合并器模块 304 的输出端的接收信号可表示如下:

$$[0150] \quad \hat{h}_1^* r_{dp} = \hat{h}_1^* (w_1 h_1 + w_2 h_2) x = \left(w_1 |h_1|^2 + w_2 \hat{h}_1^* h_2 \right) x \quad (22)$$

$$[0151] \quad \hat{h}_2^* r_{dp} = \hat{h}_2^* (w_1 h_1 + w_2 h_2) x = \left(w_2 |h_2|^2 + w_1 h_1 \hat{h}_2^* \right) x \quad (23)$$

[0152] 在步骤 566 中,来自每个基站中最大比合并器模块 304 的两个处理后的分集信号,可由解扩模块 306 进行解扩。解扩模块 306 的输出可发送至分集处理模块 308 以及专用导频信道处理模块 310 和 312 中。在步骤 568 中,专用导频信道处理模块 310 和 312 通过在等式 22 和 23 中对变量 x 进行投影(或相关运算),确定由两个发射天线所发送的专用导频信号的局部信道估计值 \hat{h}_{dp1} 和 \hat{h}_{dp2} 。

$$[0153] \quad \hat{h}_{dp1} = \left(w_1 |h_1|^2 + w_2 \hat{h}_1^* h_2 \right)_{dp} \quad (24)$$

$$[0154] \quad \hat{h}_{dp2} = \left(w_2 |h_2|^2 + w_1 h_1 \hat{h}_2^* \right)_{dp} \quad (25)$$

[0155] 在步骤 570 中,分集处理模块 308 可将等式 22 和 23 中的局部信道估计值分别与 \hat{h}_{dp1}^* 和 \hat{h}_{dp2}^* 相乘,从而分别获得局部符号估计值 \hat{s}_1 和 \hat{s}_2 。

$$[0156] \quad \hat{s}_1 = \hat{h}_{dp1}^* \hat{h}_1^* r = \left(w_1 |h_1|^2 + w_2 \hat{h}_1^* h_2 \right)_{dp}^* \left(w_1 |h_1|^2 + w_2 \hat{h}_1^* h_2 \right) s \quad (26)$$

$$[0157] \quad = \left(|w_1|^2 |h_1|^4 + |w_2|^2 |h_1|^2 |h_2|^2 + 2 \operatorname{Re}(w_2 \hat{h}_1^* h_2) \right) s$$

$$[0158] \quad \hat{s}_2 = \hat{h}_{dp2}^* \hat{h}_2^* r = \left(w_2 |h_2|^2 + w_1 h_1 \hat{h}_2^* \right)_{dp}^* \left(w_2 |h_2|^2 + w_1 h_1 \hat{h}_2^* \right) s \quad (27)$$

$$[0159] \quad = \left(|w_2|^2 |h_2|^4 + |w_1|^2 |h_1|^2 |h_2|^2 + 2 \operatorname{Re}(w_1 \hat{h}_2^* h_2) \right) s$$

[0160] 通过将局部符号估计值 \hat{s}_1 和 \hat{s}_2 相加,可生成符号估计值 \hat{s} 。

$$[0161] \quad \hat{s} = \hat{s}_1 + \hat{s}_2$$

[0162]

$$= \left(|w_1|^2 |h_1|^4 + |w_2|^2 |h_1|^2 |h_2|^2 + 2 \operatorname{Re}(w_2 \hat{h}_1^* h_2) + |w_2|^2 |h_2|^4 + |w_1|^2 |h_1|^2 |h_2|^2 + 2 \operatorname{Re}(w_1 \hat{h}_2^* h_2) \right) s \quad (28)$$

[0163] 图 6 是本发明的一个实施例中采取闭环 1 无导频的方法进行分集处理的方法流程图。该闭环 1 无导频方法使用发送至基站的反馈权值来生成由基站发送的符号得估计值,而不是采用由两个发射天线中的其中一者所使用的发射权值的估计值。因此,该闭环 1 无

导频方法不能补偿由移动终端发送的权值和实际由基站使用的发射权值之间的差异。参考图 6, 步骤 600 至 640 用于处理分集信号。步骤 600、610、620 和 630 分别与前述步骤 500、502、504 和 506 类似。

[0164] 在步骤 640 中, 分集处理模块 308 通过使用发送至基站的权值 w , 来生成符号估计值 \hat{s} 。

$$\begin{aligned}
 [0165] \quad \hat{s} &= \hat{h}_1^* r + \hat{w}^* \hat{h}_2^* r = \hat{h}_1^* (h_1 + wh_2) s + \hat{w}^* \hat{h}_2^* (h_1 + wh_2) s \\
 [0166] \quad &= \left(|h_1|^2 + w \hat{h}_1^* h_2 + \hat{w}^* h_1 \hat{h}_2^* + |w|^2 |h_2|^2 \right) s \\
 [0167] \quad &= \left(|h_1|^2 + 2 \operatorname{Re}(w \hat{h}_1^* h_2) + |w|^2 |h_2|^2 \right) s
 \end{aligned} \tag{29}$$

[0168] 应当指出的是, 等式 29 的结果相当于执行标准信道时进行发射权值反旋。

$$\begin{aligned}
 [0169] \quad \hat{s} &= \left(\hat{h}_1 + \hat{w} \hat{h}_2 \right)^* (h_1 + wh_2) s \\
 [0170] \quad &= \left(|h_1|^2 + w \hat{h}_1^* h_2 + \hat{w}^* h_1 \hat{h}_2^* + |w|^2 |h_2|^2 \right) s \\
 [0171] \quad &= \left(|h_1|^2 + 2 \operatorname{Re}(w \hat{h}_1^* h_2) + |w|^2 |h_2|^2 \right) s
 \end{aligned} \tag{30}$$

[0172] 图 7 是本发明的一个实施例中采取闭环 2 无导频方法进行分集处理的方法流程图。该闭环 2 无导频方法使用发送至基站的反馈权值来生成由基站发送的符号的估计值, 而不是采用基站中两个发射天线所使用的发射权值的估计值。因此, 该闭环 1 无导频方法不能补偿由移动终端发送的权值和被基站实际使用的发射权值之间的差异。参考图 7, 步骤 700 至 740 用于处理分集信号。步骤 700、710、720 和 730 分别与前述步骤 560、562、564 和 566 类似。

[0173] 在步骤 740 中, 分集处理模块 308 通使用发送给基站的权值 w_1 和 w_2 , 来生成符号估计值 \hat{s} 。

$$\begin{aligned}
 [0174] \quad \hat{s} &= w_1^* \hat{h}_1^* r + w_2^* \hat{h}_2^* r \\
 [0175] \quad &= \left(|w_1|^2 |h_1|^2 + 2 \operatorname{Re}(w_1^* w_2 \hat{h}_1^* h_2) + |w_2|^2 |h_2|^2 \right) s
 \end{aligned} \tag{31}$$

[0176] 在等式 17、26、27、28、29 和 31 中, 第二个等号后的表达式均是在数学上的扩展。仅就可实现这一目的而言, 第二个等号前的表达式就已经足够实施了。

[0177] 在本发明的一个实施例中, 示例系统包括有电路, 例如天线 210, 该电路使其能够接收由基站中的每个分集式发射天线 204a 和 204b 所发送的 WCDMA/HSDPA 多路传输信号。信号处理电路, 例如最大比合并器模块 304, 使其能够将 WCDMA/HSDPA 多路传输信号合并为至少一个处理后的分集信号, 且该分集信号的至少一部分可解扩。接收到的 WCDMA/HSDPA 多路传输信号可能源自分集式发射天线 204a 和 204b, 其中基站 202 可以闭环或开环的分集发射模式进行发射。分集式发射天线 204a 和 204b 所发送的闭环符号的估计值, 由基于来自发射天线 204a 和 204b 所发送的至少一个专用导频信道的信息来确定。分集式发射天

线 204a 和 204b 所发送的开环符号的估计值,可基于来自发射天线 204a 和 204b 所发送的至少一个公共导频信道的信息来确定。

[0178] 闭环分集发射模式包括 WCDMA/HSDPA 闭环 1 模式。例如,当基站 202 以闭环 1 模式进行传输时,导频信道处理电路,例如专用导频信道处理模块 310 和 312 可生成局部信道估计值。相对于来自基站 202 的分集式发射天线 204a 和 204b 中每一者的专用导频信道信息,专用导频信道处理模块 310 和 312 对基站的每个处理后的分集信号进行投影(或相关)。专用导频信道处理模块 310 和 312 可基于该局部信道估计值产生权值。天线检验模块 314 再根据所产生的权值估算发射权值。该估算可包括,将所产生的权值映射至多个权值之一。分集式发射天线 204a 和 206b 所发送的符号的估算可通过分集处理电路(例如,分集处理模块 308)基于所估算出的发射权值来得出。

[0179] 闭环分集发射模式包括 WCDMA/HSDPA 闭环 2 模式。当基站 202 以闭环 2 模式传输数据时,专用导频信道处理模块 310 和 312 通过相对于专用导频信道信息,对每个处理后的分集信号进行投影(或相关运算),来产生局部信道估计值。分集处理模块 308 根据生成的局部信道估计值对局部发射信道符号进行估算。然后,分集处理模块 308 通过合并所估算出的局部发射信道符号,得出来自基站 202 的发射符号的估计值。分集处理模块 308 也可根据回送给基站 202 的反馈权值,得出来自基站 202 的发射符号的估计值。

[0180] 本发明可以通过硬件、软件,或者软、硬件结合来实现。本发明可以在至少一个计算机系统中以集中方式实现,或者由分布在几个互连的计算机系统中的不同部分以分散方式实现。任何可以实现所述方法的计算机系统或其它设备都是可适用的。常用软硬件的结合可以是安装有计算机程序的通用计算机系统,通过安装和执行所述程序控制计算机系统,使其按所述方法运行。在计算机系统中,利用处理器和存储单元来实现所述方法。

[0181] 本发明还可以通过计算机程序产品进行实施,所述程序包含能够实现本发明方法的全部特征,当其安装到计算机系统中时,通过运行,可以实现本发明的方法。本文件中的计算机程序所指的是:可以采用任何程序语言、代码或符号编写的一组指令的任何表达式,该指令组使系统具有信息处理能力,以直接实现特定功能,或在进行下述一个或两个步骤之后实现特定功能:a) 转换成其它语言、编码或符号;b) 以不同的格式再现。

[0182] 本发明是通过几个具体实施例进行说明的,本领域技术人员应当明白,在不脱离本发明范围的情况下,还可以对本发明进行各种变换及等同替代。另外,针对特定情形或具体情况,可以对本发明做各种修改,而不脱离本发明的范围。因此,本发明不局限于所公开的具体实施例,而应当包括落入本发明权利要求范围内的全部实施方式。

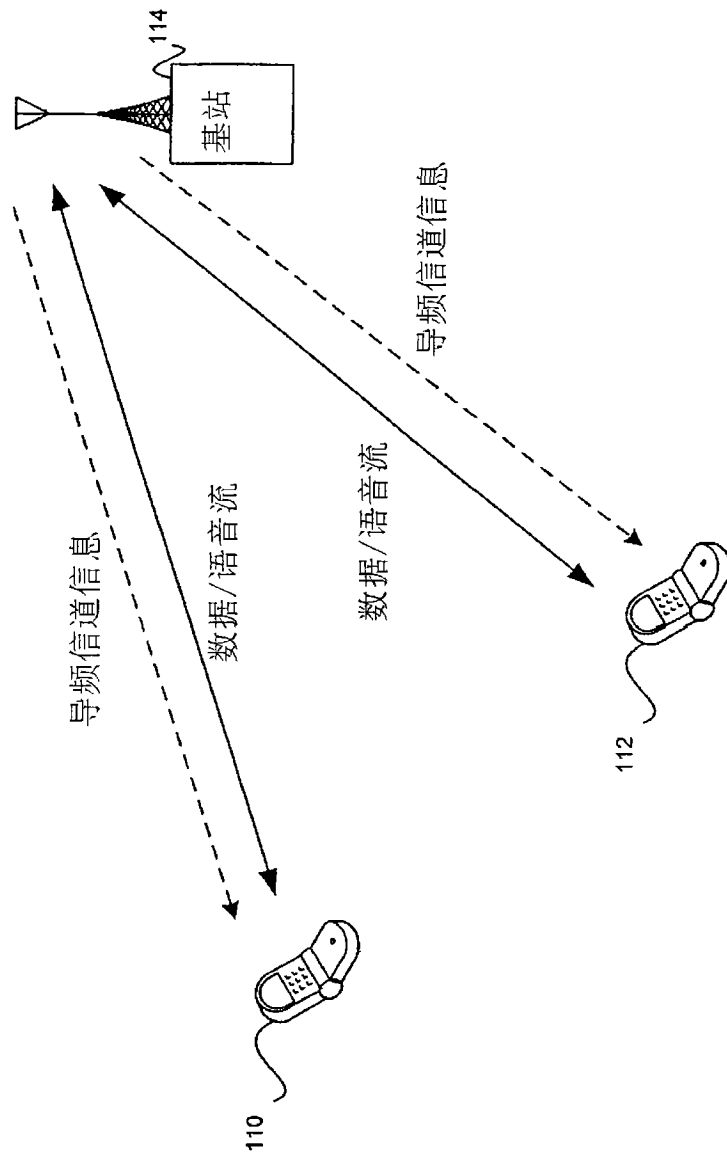


图 1a

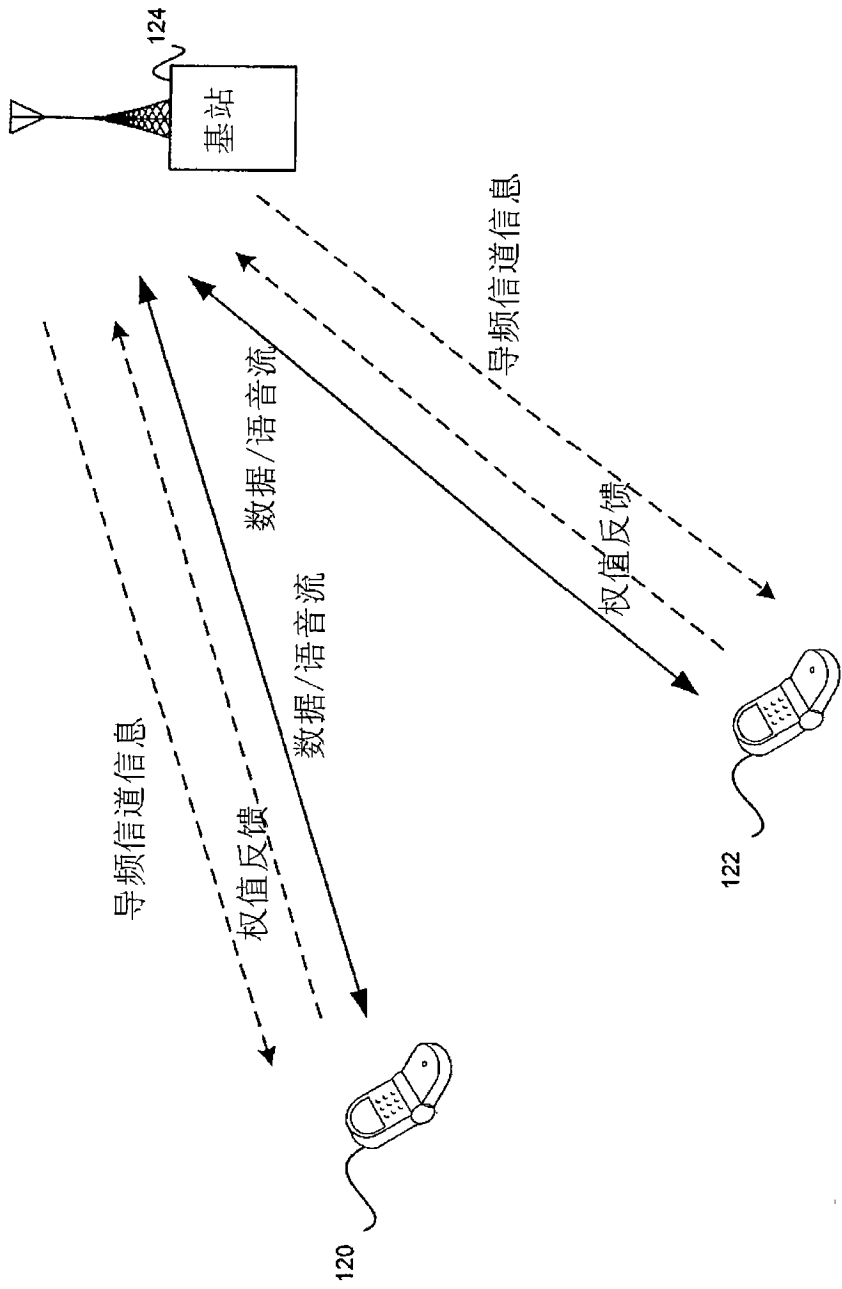


图 1b

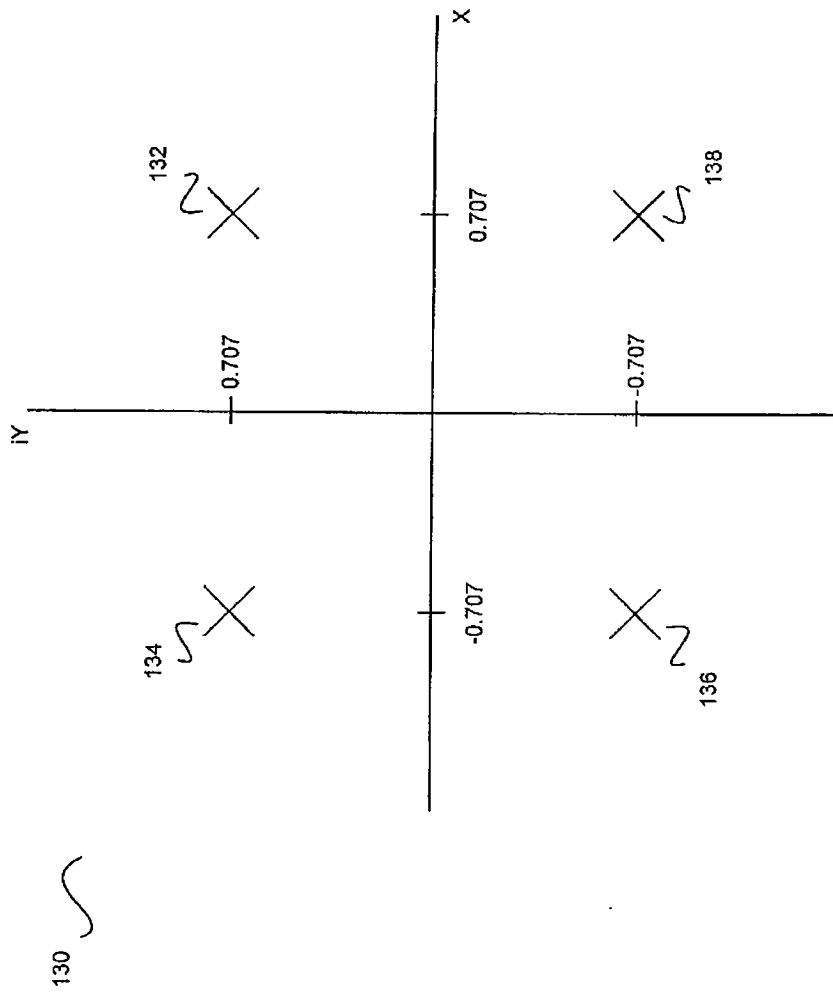


图 1c

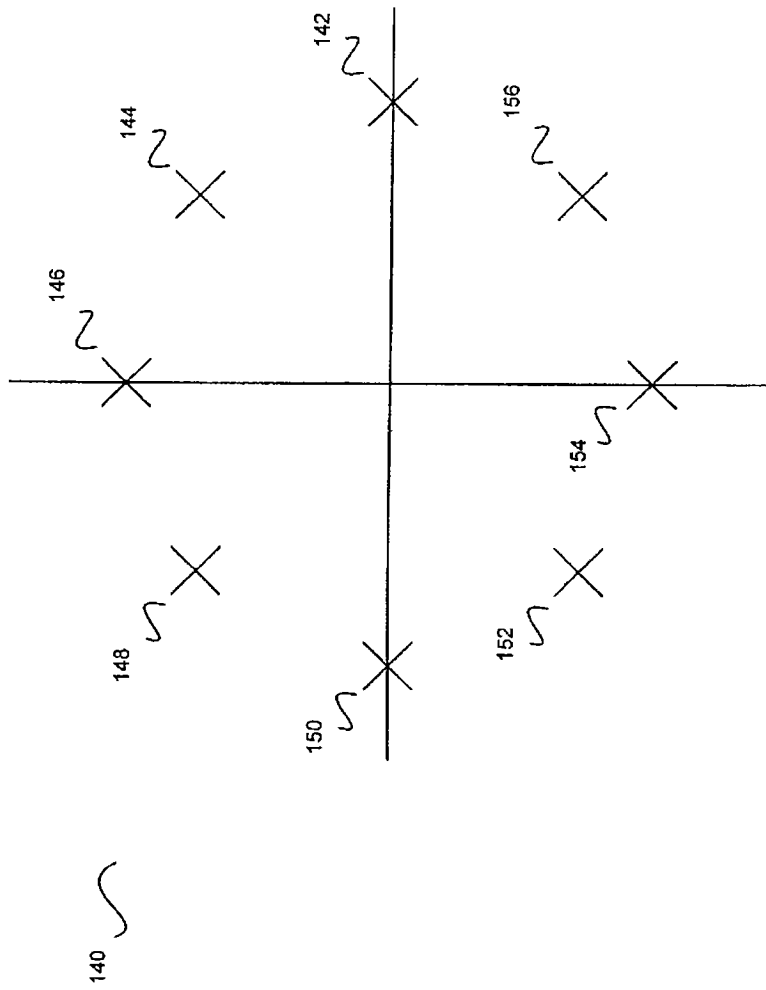


图 1d

s_1, s_2 = 天线发射的射频信号
 h_1, h_2 = 信道的实际时变脉冲响应

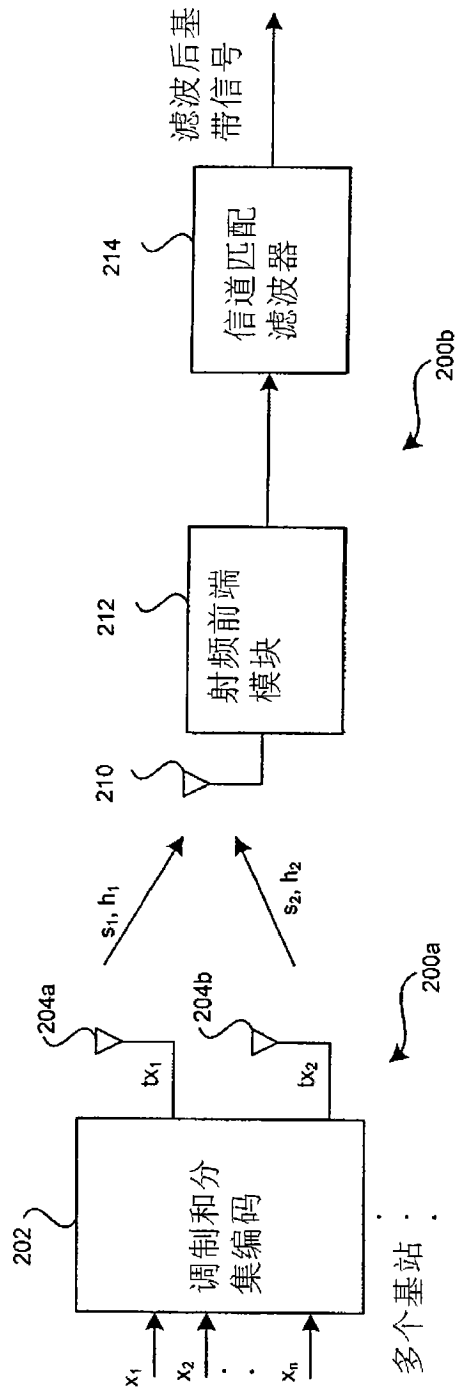


图 2

$h_1, h_2 =$ 信道的实际时变脉冲响应
 $\hat{h}_1, \hat{h}_2 =$ 信道实际时变脉冲响应的估算值

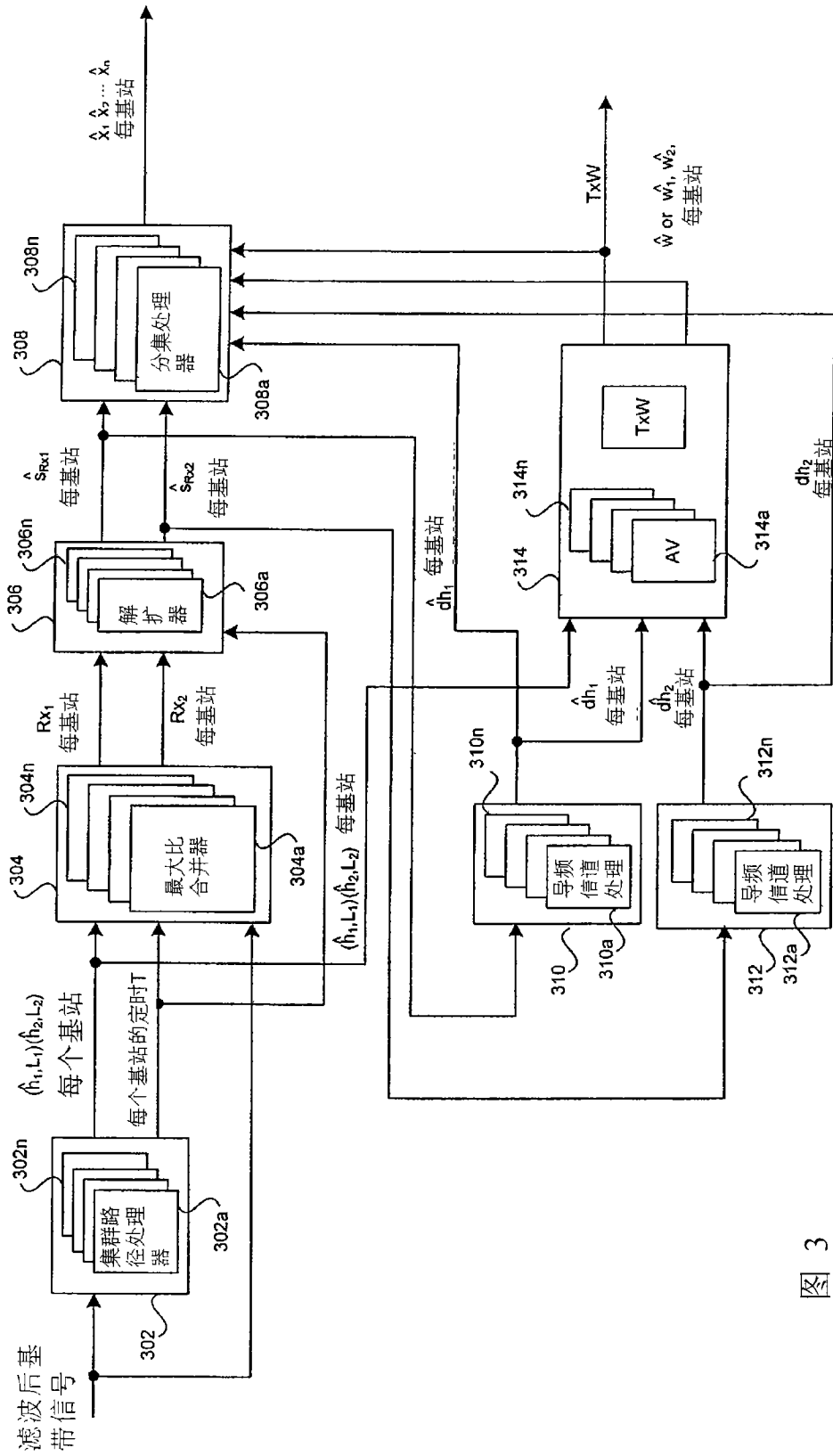


图 3

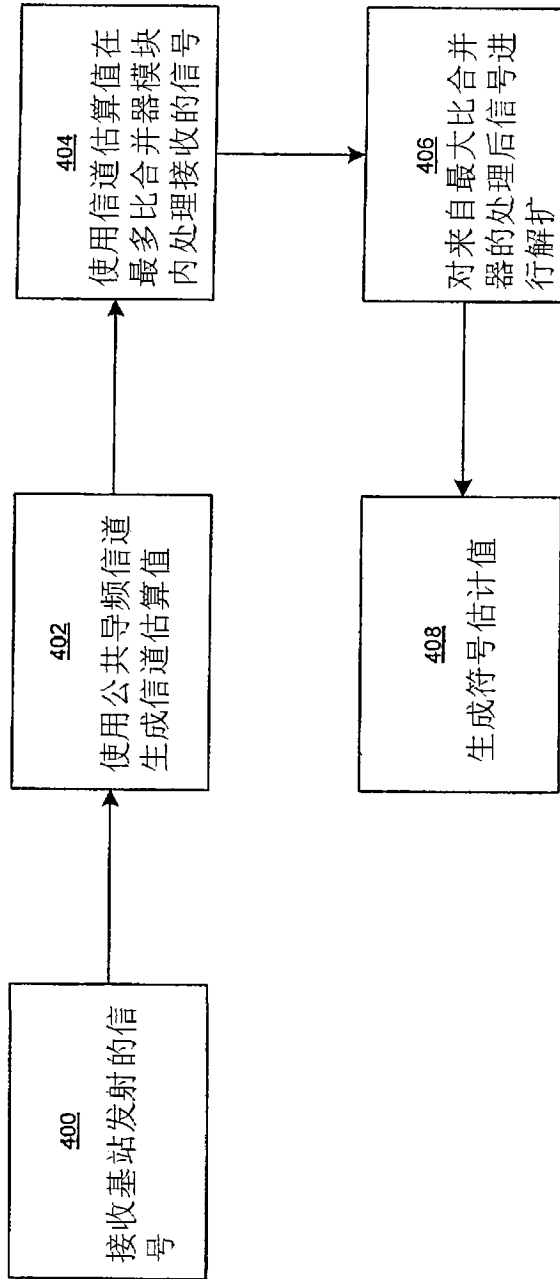


图 4

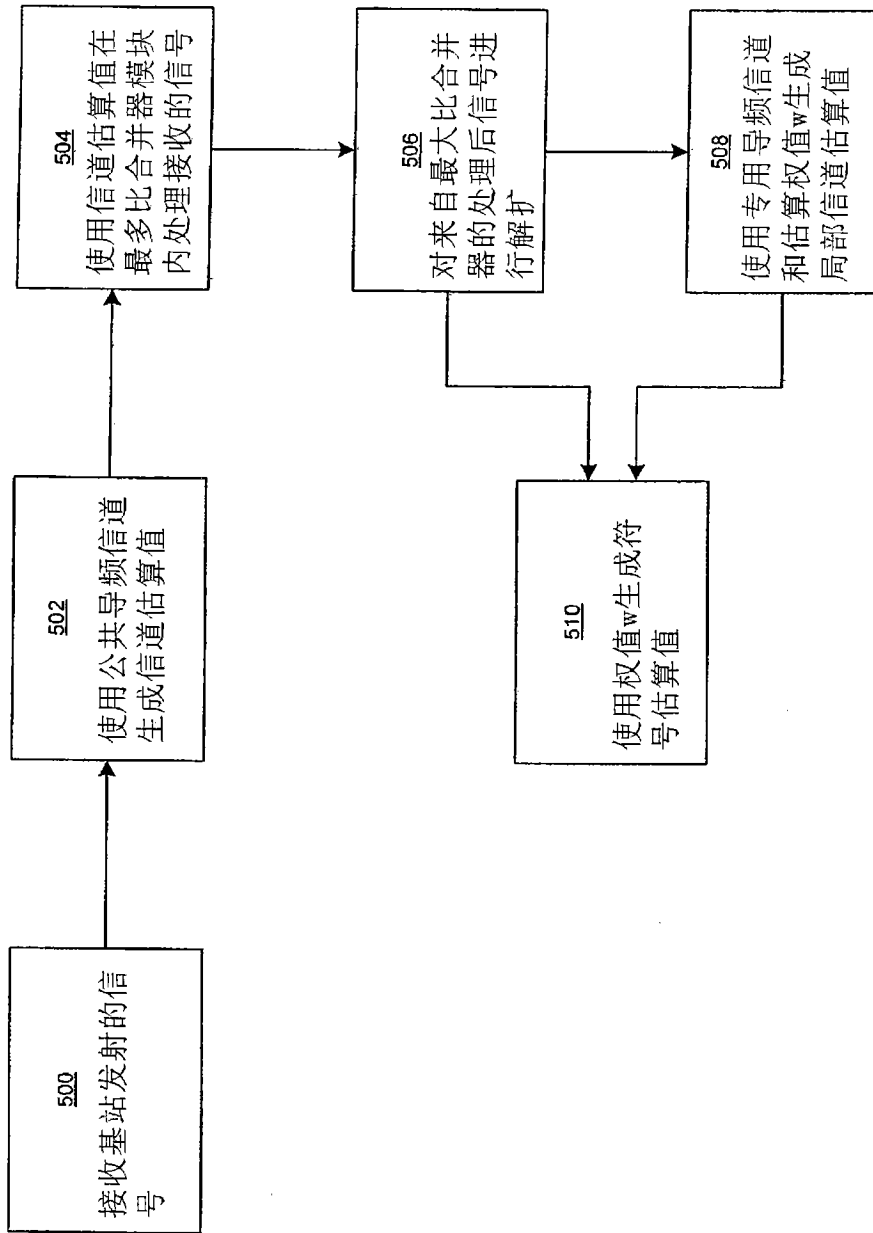


图 5a

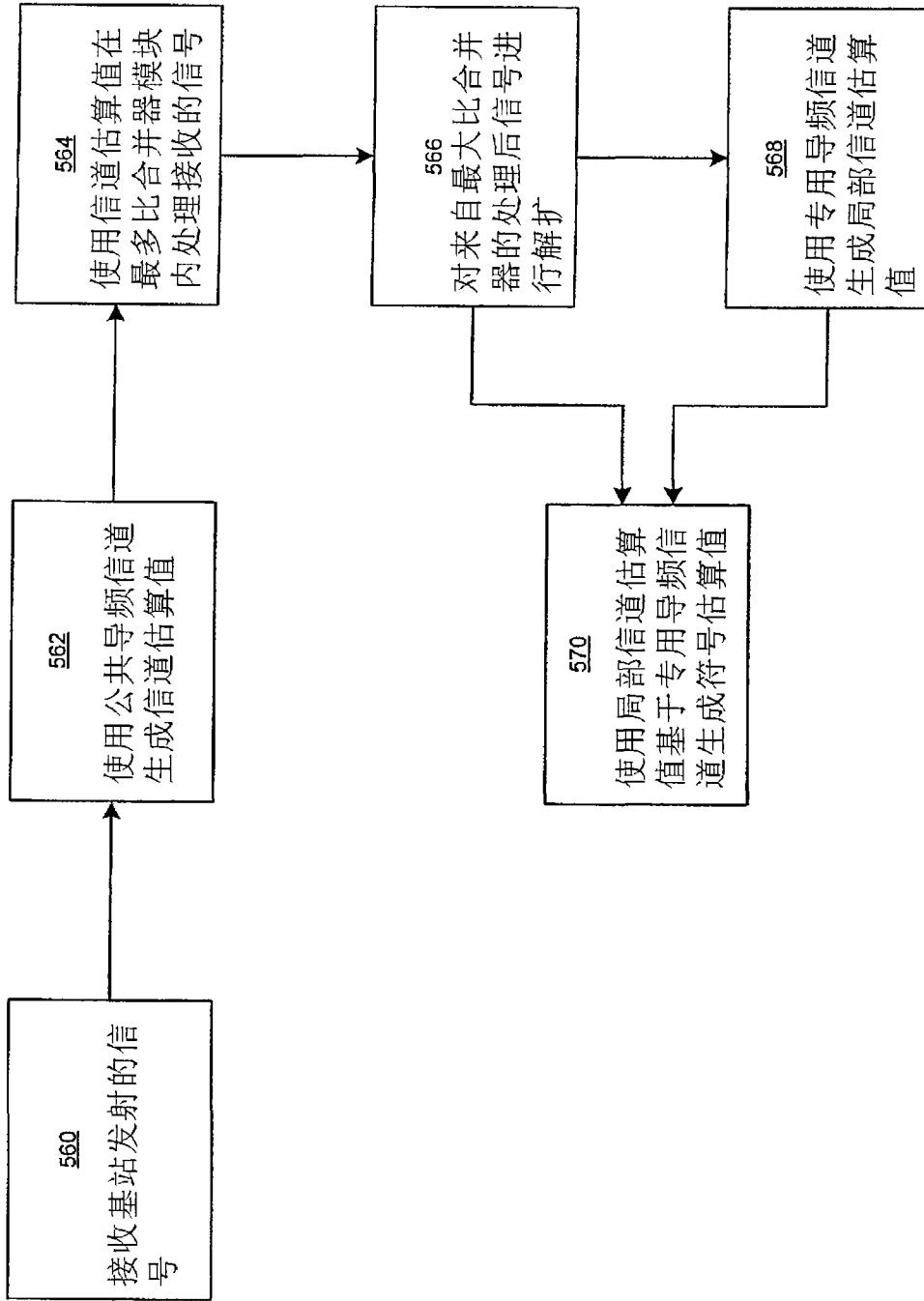


图 5b

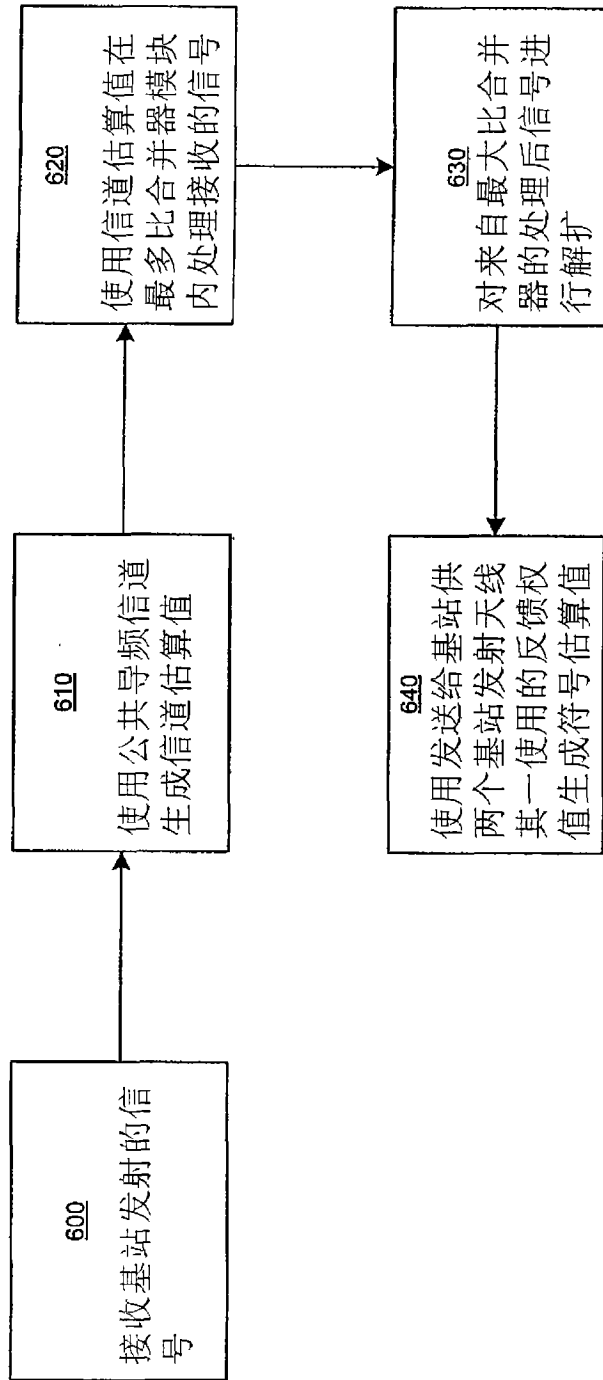


图 6

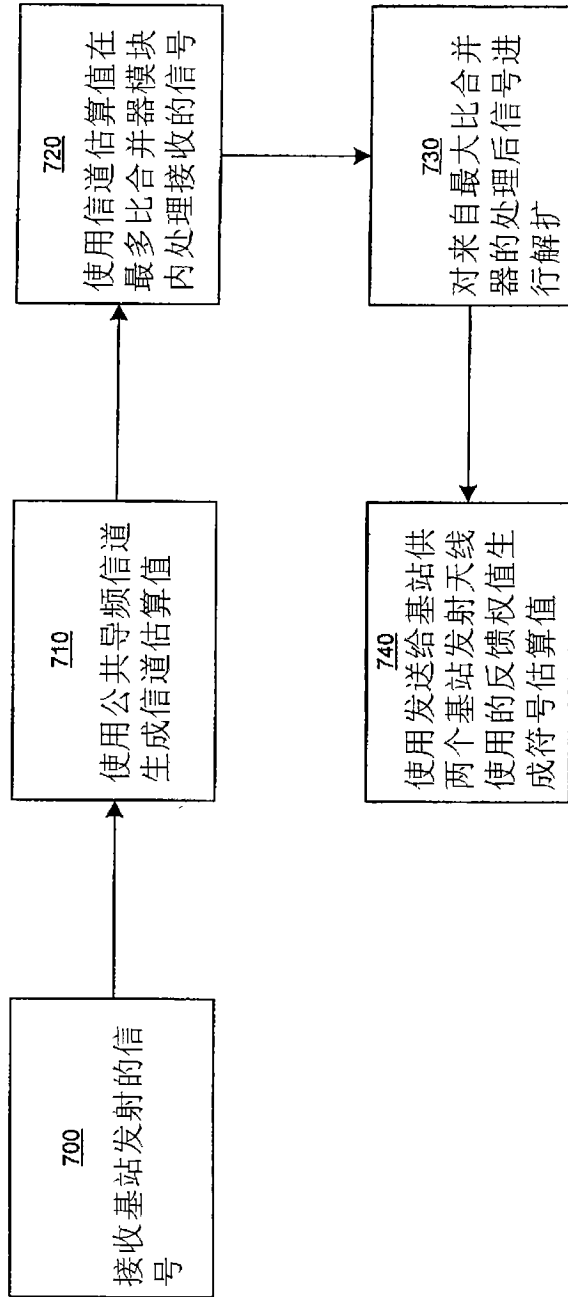


图 7