



(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 103250357 B

(45) 授权公告日 2016. 08. 17

(21) 申请号 201080070655. 6

(22) 申请日 2010. 10. 11

(85) PCT国际申请进入国家阶段日
2013. 06. 13

(86) PCT国际申请的申请数据
PCT/CN2010/001585 2010. 10. 11

(87) PCT国际申请的公布数据
W02012/048439 EN 2012. 04. 19

(73) 专利权人 英特尔公司
地址 美国加利福尼亚州

(72) 发明人 P. 程 C. 许 X. 杨 F. 周 Y. 高

(74) 专利代理机构 中国专利代理(香港)有限公司
72001

代理人 曲卫涛 朱海煜

(51) Int. Cl.
H04B 7/04(2006. 01)

(56) 对比文件

CN 1701547 A, 2005. 11. 23,
US 2007201568 A1, 2007. 08. 30,
US 7688905 B1, 2010. 03. 30,
CN 1684450 A, 2005. 10. 19,

审查员 陈世元

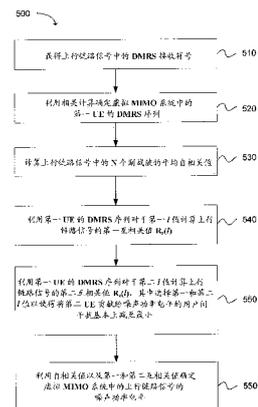
权利要求书4页 说明书10页 附图6页

(54) 发明名称

虚拟 MIMO 的上行链路噪声估计

(57) 摘要

公开用于估计虚拟 MIMO 系统的上行链路信号中的噪声功率电平的系统和方法。系统包括解调参考信号(DMRS)模块,其配置成从上行链路信号获得 DMRS 接收符号并确定虚拟 MIMO 系统中的第一 UE 的 DMRS 序列。自相关模块配置成计算上行链路信号中的副载波的平均自相关值。互相关模块配置成对于 I 值计算上行链路信号的第一和第二互相关值 $R_c(I)$, 其中选择 I 值以使得可以准确地估计来自第一 UE 和第二 UE 的接收功率的总和。噪声功率电平模块配置成利用平均自相关值以及第一和第二互相关值来确定上行链路信号的噪声功率电平。



1. 一种用于估计包括第一用户设备UE和第二UE的虚拟多输入多输出MIMO系统的上行链路信号中的噪声功率的方法,包括:

获得所述上行链路信号中的解调参考信号DMRS接收符号;

利用相关计算确定所述虚拟MIMO系统中的所述第一用户设备UE的DMRS序列;

计算所述上行链路信号中的N个副载波的平均自相关值,其中N是所述上行链路信号中的副载波的总数;

利用所述第一UE的所述DMRS序列对于第一l值计算所述上行链路信号的第一互相关值 $R_z(1)$;

利用所述第一UE的所述DMRS序列对于第二l值计算所述上行链路信号的第二互相关值 $R_z(1)$,其中选择所述第一和第二l值以使得可以准确估计所述两个UE的接收功率的总和;以及

利用所述平均自相关值以及所述第一和第二互相关值确定所述虚拟MIMO系统中的所述上行链路信号的噪声功率电平。

2. 如权利要求1所述的方法,其中获得所述DMRS接收符号还包括获得在第n个副载波上的第m个符号处的所述DMRS接收符号,其中m是正整数,并且n是介于1和N之间的整数值。

3. 如权利要求1所述的方法,还包括选择所述第一l值为12并选择所述第二l值为24。

4. 如权利要求1所述的方法,还包括选择所述第一l值和所述第二l值以使得比率 $\frac{nl}{8}$ 等于 $r2\pi$,其中r是正整数,并且所述第一l值不等于所述第二l值。

5. 如权利要求1所述的方法,其中计算所述N个副载波的平均自相关值还包括利用下式计算平均自相关值 $R_y(0)$:

$$R_y(0) = \frac{\sum_{n=1}^N Y_{m,n} Y_{m,n}^H}{N}$$

其中, $Y_{m,n}$ 是第n个副载波上的第m个符号处的接收数据,并且H是共轭转置。

6. 如权利要求5所述的方法,其中计算所述第一互相关值还包括利用下式计算所述互相关值与所述DMRS序列的自相关的乘积:

$$R_z(12) = \frac{\sum_{n=1}^{N-12} Y_{m,n} Y_{m,n+12}^H d_{m,n+12}^1 (d_{m,n}^1)^H}{N-12}$$

其中, $Y_{m,n}$ 是第n个副载波上的第m个符号处的接收数据,H是共轭转置,并且 $d_{m,n}^1$ 是所述第一UE的DMRS序列。

7. 如权利要求6所述的方法,其中计算所述第二互相关值还包括利用下式计算所述互相关值与所述DMRS序列的自相关的乘积:

$$R_z(24) = \frac{\sum_{n=1}^{N-24} Y_{m,n} Y_{m,n+24}^H d_{m,n+24}^1 (d_{m,n}^1)^H}{N-24}$$

8. 如权利要求7所述的方法,还包括利用下式确定所述虚拟MIMO系统中的所述上行链

路信号的噪声功率W:

$$W = R_Y(0) - \left(\frac{4R_Z(12) - R_Z(24)}{3} \right)$$

其中, $R_Y(0)$ 是所述平均自相关值, $R_Z(12)$ 是所述第一互相关值, 并且 $R_Z(24)$ 是所述第二互相关值。

9. 一种用于估计包括第一用户设备UE和第二UE的虚拟多输入多输出MIMO系统的上行链路信号中的噪声功率的方法, 包括:

获得所述上行链路信号中在第n个副载波上的第m个符号处的解调参考信号DMRS接收符号, 其中m是正整数, n是介于1和N之间的整数值, 并且N是所述上行链路信号中的副载波的总数;

利用相关计算确定所述虚拟MIMO系统中的所述第一UE的DMRS序列;

计算所述N个副载波的平均自相关值;

利用所述第一UE的所述DMRS序列计算所述上行链路信号中的每第12个副载波的第一互相关值 $R_Z(12)$;

利用所述第一UE的所述DMRS序列计算所述上行链路信号中的每第24个副载波的第二互相关值 $R_Z(24)$; 以及

利用所述平均自相关值以及所述第一和第二互相关值确定所述虚拟MIMO系统中的所述上行链路信号的噪声功率。

10. 如权利要求9所述的方法, 还包括利用所述第一和第二互相关值确定所述虚拟MIMO系统中的所述第一UE和所述第二UE的所述上行链路信号的信号功率。

11. 如权利要求9所述的方法, 其中计算所述N个副载波的平均自相关值还包括利用下式计算平均自相关值 $R_Y(0)$:

$$R_Y(0) = \frac{\sum_{n=1}^N Y_{m,n} Y_{m,n}^H}{N}$$

其中, $Y_{m,n}$ 是第n个副载波上的第m个符号处的接收数据, 并且H是共轭转置。

12. 如权利要求11所述的方法, 其中计算所述第一互相关值还包括利用下式计算所述互相关值与所述DMRS序列的自相关的乘积:

$$R_Z(12) = \frac{\sum_{n=1}^{N-12} Y_{m,n} Y_{m,n+12}^H d_{m,n+12}^1 (d_{m,n}^1)^H}{N-12}$$

其中, $Y_{m,n}$ 是第n个副载波上的第m个符号处的接收数据, H是共轭转置, 并且 $d_{m,n}^1$ 是所述第一UE的DMRS序列。

13. 如权利要求12所述的方法, 其中计算所述第二互相关值还包括利用下式计算所述互相关值与所述DMRS序列的自相关的乘积:

$$R_Z(24) = \frac{\sum_{n=1}^{N-24} Y_{m,n} Y_{m,n+24}^H d_{m,n+24}^1 (d_{m,n}^1)^H}{N-24}$$

14. 如权利要求13所述的方法,还包括利用下式确定所述上行链路信号的信号功率 $S_1P_1 + S_2P_2$:

$$S_1P_1 + S_2P_2 = \frac{4R_z(12) - R_z(24)}{3}$$

其中, S_i ($i=1, 2$)是 UE_i ($i=1, 2$)的平均功率, P_i ($i=1, 2$)是 UE_i 信道($i=1, 2$)上的信道响应的平均功率, $R_z(12)$ 是所述第一互相关值,并且 $R_z(24)$ 是所述第二互相关值。

15. 如权利要求14所述的方法,还包括利用下式确定所述虚拟MIMO系统中的所述上行链路信号的噪声功率 W :

$$W = R_y(0) - (S_1P_1 + S_2P_2).$$

16. 如权利要求13所述的方法,还包括利用下式确定所述虚拟MIMO系统中的所述上行链路信号的噪声功率 W :

$$W = R_y(0) - \left(\frac{4R_z(12) - R_z(24)}{3} \right)$$

其中, $R_y(0)$ 是所述平均自相关值, $R_z(12)$ 是所述第一互相关值,并且 $R_z(24)$ 是所述第二互相关值。

17. 一种用于估计包括第一用户设备 UE 和第二 UE 的虚拟MIMO系统的上行链路信号中的噪声功率电平的系统,包括:

解调参考信号DMRS模块,配置成从所述上行链路信号中获得DMRS接收符号,并利用相关计算确定所述虚拟MIMO系统中的所述第一 UE 的DMRS序列;

自相关模块,配置成计算所述上行链路信号中的 N 个副载波的平均自相关值,其中 N 是所述上行链路信号中的副载波的总数;

互相关模块,配置成利用所述第一 UE 的所述DMRS序列对于第一 l 值和第二 l 值分别计算所述上行链路信号的第一和第二互相关值 $R_z(l)$,其中选择所述第一和第二 l 值以使得可以准确估计来自所述第一 UE 和所述第二 UE 的接收功率的总和;以及

噪声功率电平模块,配置成利用所述平均自相关值以及所述第一和第二互相关值确定所述虚拟MIMO系统中的所述上行链路信号的噪声功率电平。

18. 如权利要求17所述的系统,其中所述自相关模块还配置成利用下式计算平均自相关值 $R_y(0)$:

$$R_y(0) = \frac{\sum_{m=1}^N Y_{m,n} Y_{m,n}^H}{N}$$

其中, $Y_{m,n}$ 是第 n 个副载波上的第 m 个符号处的接收数据,并且 H 是共轭转置。

19. 如权利要求17所述的系统,其中所述互相关模块还配置成选择所述第一 l 值和所述第二 l 值以使得比率 $\frac{R_z(l)}{R_z(1)}$ 等于 $r2\pi$,其中 r 是正整数,并且所述第一 l 值不等于所述第二 l 值。

20. 如权利要求18所述的系统,其中所述互相关模块还配置成利用下式对于每第12个副载波按照互相关与所述DMRS序列的自相关的乘积来对于 $l=12$ 计算所述第一互相关值:

$$R_z(12) = \frac{\sum_{n=1}^{N-12} Y_{m,n} Y_{m,n+12}^H d_{m,n+12}^1 (d_{m,n}^1)^H}{N-12}$$

其中, $Y_{m,n}$ 是第 n 个副载波上的第 m 个符号处的接收数据, H 是共轭转置, 并且 $d_{m,n}^1$ 是所述第一 UE 的 DMRS 序列。

21. 如权利要求 20 所述的系统, 其中所述互相关模块还配置成利用下式按照互相关与所述 DMRS 序列的自相关的乘积来对于 $l=24$ 计算所述第二互相关值:

$$R_z(24) = \frac{\sum_{n=1}^{N-24} Y_{m,n} Y_{m,n+24}^H d_{m,n+24}^1 (d_{m,n}^1)^H}{N-24}。$$

22. 如权利要求 21 所述的系统, 其中所述噪声功率电平模块还配置成利用下式确定所述虚拟 MIMO 系统中的所述上行链路信号的噪声功率 W :

$$W = R_y(0) - \left(\frac{4R_z(12) - R_z(24)}{3} \right)$$

其中, $R_y(0)$ 是平均自相关值, $R_z(12)$ 是所述第一互相关值, 并且 $R_z(24)$ 是所述第二互相关值。

虚拟MIMO的上行链路噪声估计

背景技术

[0001] 当在无线信道上传送信息时,那么接收信号可能会由于多路径传输效应而失真。多路径传输可能是由于传送信号在诸如建筑物、车辆和其它类型的障碍物的物体上的反射造成的。结果是,传送信号的多个副本到达接收器,每个信号具有特定时间延迟。时间延迟量与信号行进的路径长度成比例。显然,多次反射的信号将比具有直达线的信号行进更长的路径。

[0002] 第一信号(通常是直达线信号)和最后一个反射信号到达接收器之间的时间量称为延迟扩展。在蜂窝通信应用中,延迟扩展可以约为数个微秒。由多路径引起的延迟可以使沿延迟路径接收的符号“渗入”到经由更直接路径到达接收器的随后符号中。这通常称为符号间干扰(ISI)。在单载波通信系统中,符号时间随着数据速率增大而减小。在非常高的数据速率(具有对应较短的符号周期),ISI可能会超过整个符号周期并溢出到第二或第三随后符号中。这可在接收器处造成显著问题。

[0003] 除了时域中的问题之外,还可能存在由于多路径失真导致的频域中的额外问题。当多个反射信号在接收器处组合时,信号通带内的一些频率可能会经历相长干扰(同相信号的线性相加),而其它信号可能会经历相消干扰(异相信号的线性相加)。这可导致因频率选择性衰减而失真的复合接收信号。估计接收信号的信号功率和噪声功率的能力可以显著提高接收具有失真的信号的能力。

附图说明

[0004] 通过结合一起举例说明本发明的特征的附图阅读以下详细描述,本发明的特征和优点将变得显而易见,附图中:

[0005] 图1提供LTE帧结构的实例图示;

[0006] 图2提供由两个时隙组成的实例子帧的框图;

[0007] 图3示出实例SC-FDMA传送器/接收器的框图;

[0008] 图4提供从两个单独的传送天线接收的实例子帧的框图;

[0009] 图5描绘根据本发明一个实施例用于估计虚拟多输入多输出(MIMO)系统的上行链路信号中的噪声功率的方法的流程图;

[0010] 图6提供根据本发明一个实施例用于估计虚拟多输入多输出(MIMO)系统的上行链路信号中的噪声功率的系统的框图的实例图示;以及

[0011] 图7示出曲线图,该曲线图示出根据本发明一个实施例虚拟MIMO系统中的上行链路信号的噪声功率估计对实际噪声功率。

[0012] 现在将参考所示的实例性实施例,并且本文将使用特定语言来对其进行描述。然而,将了解,不是要由此限制本发明的范围。

具体实施方式

[0013] 在公开和描述本发明之前,将了解,本发明不限于本文公开的特定结构、过程步骤

或材料,而是如本领域技术人员所意识到的,可以扩展到其等效物。还应了解,使用本文中采用的术语只是为了描述特定实施例,而不是要进行限制。

[0014] 定义

[0015] 如本文所使用的,术语“基本上”是指动作、特性、性质、状态、结构、项或结果的完全或几乎完全的范围或程度。例如,“基本上”封闭的物体是指,该物体完全封闭或几乎完全封闭。在一些情况下,偏离绝对完全性的确切可允许程度可取决于特定上下文。但是,一般来说,接近完全将是具有好像获得绝对且全部完全的那样的相同的总体结果。当在否定含义中用于指完全或几乎完全缺少某个动作、特性、性质、状态、结构、项或结果时,使用“基本上”同样适用。

[0016] 实例实施例

[0017] 下文提供技术实施例的初始概述,然后稍后将进一步详细描述特定技术实施例。该初始概要旨在帮助读者更快速地理解该技术,而不是要标识该技术的关键特征或基本特征,也不是要限制要求权利的主题的范围。为了该概述和下文描述的实施例的清楚性,提供以下定义。

[0018] 单载波系统经由时域均衡化来补偿信道失真。一般来说,时域均衡器通过以下两种方法之一来补偿多路径引起的失真:

[0019] 1. 信道反转:在发送信息之前在信道上传送已知序列。由于在接收器处知道原始信号,所以信道均衡器能够确定信道响应并将随后的数据承载信号乘以信道响应的逆以便基本上反转多路径的效应。

[0020] 2. CDMA系统可以采用耙式均衡器来解析各个路径,然后将时间上有所偏移的接收信号的数字副本加以组合以便增强接收信号噪声比(SNR)。

[0021] 在任一情况下,信道均衡实现随着数据速率的增加而变得越来越复杂。符号时间变得更短,并且选择成比例变快的接收器采样时钟。这导致可以跨越数个符号周期的更加严重的符号间干扰。

[0022] 在单载波信号上发送的数据只会因为数据速率的增大而增加。为了在允许数据速率增大的同时减小符号间干扰,可以在多个并行路径上发送数据。例如,在正交频分调制(OFDM)中,通信系统不依赖增大的符号速率来实现更高的数据速率。而是,OFDM系统将可用带宽分解成多个具有较窄频率带宽的副载波并在并行流中传送数据。每个OFDM符号是信道中的每个副载波的瞬时信号的线性组合。由于并行而不是串行地传送数据,所以OFDM符号通常基本上比等效数据速率的单载波系统上的符号长。

[0023] 每个OFDM符号之前通常有循环前缀(CP)。选择CP的长度以使得前面的符号不会溢出到信号的数据部分中,这又称为快速傅立叶变换(FFT)周期。因此,CP可用于有效地消除ISI。

[0024] 但是,由于OFDM符号是副载波中的瞬时信号的线性组合,所以信号可具有大的峰值-平均值功率比(PAPR)。这可降低传送器射频功率放大器(RFPA)的效率,并造成对具有高动态范围的模拟-数字和数字-模拟转换器的需要。

[0025] OFDM信号中的副载波可以非常紧密地隔开以便有效利用可用带宽。副载波的近间距之所以可能是因为副载波的正交性。如果在其中心频率精确地对每个副载波采样,那么OFDM系统可以实现零载波间干扰(ICI)。但是,用于执行射频载波信号的下变频的传送器和

接收器本地振荡器将总是会漂移,所以要利用有效手段来使它们保持同步。每个基站定期发送供用户设备(UE)(即,用户的小区电话或移动计算装置)使用的同步信号以便与基站时钟保持同步。即使这样,诸如多普勒偏移和振荡器相位噪声的其它源仍可导致频率误差。未经校正的频率误差可导致ICI。可以连续跟踪信号频率以便在基带处理器中校正偏离,从而避免可导致分组丢失的过度ICI。

[0026] 长期演进

[0027] 第三代合作伙伴计划(3GPP)长期演进(LTE)高级移动通信标准被认为是2009年秋季的电信标准化部分(ITU-T)的候选第四代(4G)系统,并且预期在2011年采用。提出的标准在物理层普通帧结构中利用OFDM多址(OFDMA)。图1提供LTE帧结构的实例图示。LTE帧的持续时间是10毫秒(msec)。每个帧划分成10个子帧,每个子帧为1.0 msec长。每个子帧还划分成两个时隙,每个时隙的持续时间均为0.5 msec。时隙可以包括6或7个OFDM符号和循环前缀,这取决于采用的是正常的还是扩展的循环前缀。

[0028] 在OFDMA中,为用户分配特定数量的副载波持续预定时间量。LTE标准中的最小时间量内的最小副载波数称为物理资源块(PRB),它表示最小细分。LTE标准中将每个PRB定义为对于1个时隙的持续时间(在0.5 msec内有6或7个OFDM符号)包括12个连续副载波。图2示出由两个时隙组成、由此提供第一PRB 202和第二PRB 204的实例子帧。

[0029] 不是利用前导来便于载波偏离估计、信道估计、定时同步等,LTE利用图2中由名称“RS”所示嵌入在PRB中的特殊参考信号。在上行链路中,当使用短CP时,可以在每个时隙的第4个符号期间传送参考符号。可以直接计算承载参考符号的副载波的信道响应。可以利用内插法来估计剩余副载波上的信道响应。

[0030] 限制与用户设备(UE)的无线连接的功耗使得装置能够在单次电池充电上较长时间地操作。UE可以是:小区电话,诸如移动互联网装置、平板计算装置、膝上型计算机、车辆中的嵌入式通信装置等的移动计算装置。如之前所论述,OFDM的使用会造成相对较大的峰值-平均值功率比(PAPR)。这可降低传送器射频功率放大器(RFPA)的效率,并造成对具有高动态范围的模拟-数字和数字-模拟转换器的需要,从而降低效率。

[0031] 为了通过减小PAPR来增大效率,LTE标准建议对于从UE到基站的上行链路通信使用单载波频分多址(SC-FDMA)。基本的传送器和接收器体系结构与OFDMA非常类似,并且它提供相同程度的多路径保护,同时减小PAPR,因为底层波形实质上是单载波。

[0032] 但是,术语“单载波”有点用词不当,因为SC-FDMA传输可视为是离散副载波的线性相加。SC-FDMA下行链路的LTE帧结构与图2中所示的结构相同,但也可以使用不同的参考信号。每个上行链路PRB中的参考信号也可以在PRB中的与图2所示的位置不同的位置进行传送。3GPP LTE标准中公开了这些细节。

[0033] 图3示出实例SC-FDMA传送器/接收器的框图。许多功能块是上行链路所用的SC-FDMA和下行链路所用的OFDMA共同的。传送侧链102中的功能块包括:

[0034] 星座映射器:将输入位流转换为单载波符号(BPSK、QPSK或16 QAM,这取决于信道状况);

[0035] 串行/并行转换器:将时域单载波符号格式转化为用于输入到快速傅立叶变换引擎的块;

[0036] M点DFT:利用离散傅立叶变换将每个时域单载波符号块转换为M个离散音调;

[0037] 副载波映射:将离散傅立叶变换输出音调映射到指定副载波以用于传输。SC-FDMA系统可以使用邻接音调(集中式)或均匀隔开的音调(分布式);

[0038] N点IDFT:将映射后的副载波转换回到时域(利用逆离散傅立叶变换)以用于传输;

[0039] 循环前缀和脉冲整形:将循环前缀附加到复合SC-FDMA符号的开始处以便以与针对OFDM所描述的方式相同的方式提供多路径免疫;采用脉冲整形来防止频谱再生;以及

[0040] RFE:将数字信号转换为模拟信号并上变频该信号以用于射频传输。

[0041] 可以利用一个或多个天线106来传送射频信号。可以使用任何类型的天线,包括例如偶极天线、贴片天线、螺旋天线等。

[0042] 在接收侧链110中,有效地反转该过程。可以通过去除循环前缀、将信号转换到频域以及在逐个副载波基础上运用信道校正来处理SC-FDMA信号的多路径失真。尽管用离散副载波来表示SC-FDMA信号,但它实际上是单载波。不同于OFDM信号,不独立调制SC-FDMA副载波。因此,PAPR低于OFDM传输。

[0043] 通常称为多输入多输出(MIMO)的多个传送天线和多个接收天线的使用可以提供数据吞吐量和链路范围的显著增加,而无需额外的带宽或传送功率。MIMO通过实现更高的频谱效率(每赫兹带宽每秒更多位)以及链路可靠性和/或分集性(减小的衰落)的改善来实现数据吞吐量和范围的增大。

[0044] MIMO系统中所用的天线数量可以改变。传送器天线的数量可以与接收天线的数量相同,例如 2×2 或 3×3 阵列。或者,可以在一侧上设置更多天线,例如 2×3 或 2×4 阵列。通常,UE在可设置在装置上的天线数量方面是有限的。这是由于为天线提供足够的空间分集性所需的空间间隔要求所致。但是,基站通常可以并入具有足够间隔的期望数量的天线。

[0045] 为了成功接收MIMO传输,接收器可以确定来自每个传送天线的信道脉冲响应。在LTE中,通过顺序传送来自每个传送天线的已知参考信号来确定每个信道的信道脉冲响应,如图4所示。一旦确定了每个信道的信道脉冲响应,那么便可利用这些信道来同时通信。在 2×2 MIMO系统中,总共有四个信道脉冲响应,它们对应于可在天线之间形成的四个独立信道。

[0046] 诸如蜂窝电话和其它类型的手持计算装置的许多类型的用户设备并不具有足以并入多个天线并且在天线间具有足够间距的大小。MIMO的优势仍可通过与其它装置的天线搭配来获得。将利用两个或两个以上独立装置的单个或多个天线的传输和接收协调到具有至少两个天线的的一个或多个装置通常称为虚拟MIMO。

[0047] 例如,具有单个天线的两个装置可以配置成将传输协调到均具有单个天线的两个额外装置。通常,虚拟MIMO系统由两个或两个以上具有至少一个天线的装置组成,这两个或两个以上装置将传输协调到具有至少两个天线的基站。

[0048] 估计虚拟MIMO的噪声功率

[0049] 与虚拟MIMO通信的一个挑战是,通常利用信道估计中的高精度度来启用虚拟MIMO。利用最小均方差(MMSE)的LTE上行链路接收器中的信道估计和均衡化需要估计噪声功率。噪声功率的估计还用于选择最佳调制和编码方案以便提高系统的频谱效率。在上行链路虚拟MIMO的情况下,两个不同的用户设备装置在相同的空-时资源块中进行传送。这可造成用户间干扰,由此增加噪声功率估计的难度。

[0050] 根据本发明的一个实施例,公开一种用于虚拟MIMO上行链路噪声功率估计的系统

和方法。该系统和方法利用LTE的解调参考信号(DRMS)序列结构。该估计只需计算每个DMRS符号的三个相关值,由此实现低复杂性。

[0051] 下文公开的算法描述具有两个UE(1, 2)的虚拟MIMO LTE上行链路的噪声功率估计过程。可假设,第m个符号和第n个副载波处的接收数据可如下表示:

$$[0052] \quad Y_{m,n} = d_{m,n}^1 \sqrt{S_1 P_1} H_{m,n}^1 + d_{m,n}^2 \sqrt{S_2 P_2} H_{m,n}^2 + \sqrt{W} w_{m,n} \quad (1)$$

[0053] 其中, $H_{m,n}^i$ ($i=1,2$)是UE_i ($i=1, 2$)的信道频率响应, S_i ($i=1,2$)是UE_i ($i=1, 2$)的平均功率, P_i ($i=1,2$)是UE_i信道($i=1,2$)上的信道响应的平均功率, $d_{m,n}^i$ 是UE_i ($i=1,2$)的DMRS符号, $w_{m,n}$ 是额外高斯白噪声,其方差为1,且均值为0,并且W是噪声功率。目标是估计噪声功率W。

[0054] $Y_{m,n}$ 的自相关函数定义为:

[0055]

$$\begin{aligned} R_y(l) &= E\{Y_{m,n} Y_{m,n+l}^H\} \\ &= E\{(\sqrt{S_1 P_1} d_{m,n}^1 H_{m,n}^1 + d_{m,n}^2 \sqrt{S_2 P_2} H_{m,n}^2 + \sqrt{W} w_{m,n}) (\sqrt{S_1 P_1} (d_{m,n+l}^1 H_{m,n+l}^1)^H + \sqrt{S_2 P_2} (d_{m,n+l}^2 H_{m,n+l}^2)^H + \sqrt{W} w_{m,n+l}^H)\} \\ &= S_1 P_1 E\{d_{m,n}^1 (d_{m,n+l}^1)^H H_{m,n}^1 (H_{m,n+l}^1)^H\} + S_2 P_2 E\{d_{m,n}^2 (d_{m,n+l}^2)^H H_{m,n}^2 (H_{m,n+l}^2)^H\} + WE\{w_{m,n} w_{m,n+l}^H\} \\ &= S_1 P_1 E\{d_{m,n}^1 (d_{m,n+l}^1)^H H_{m,n}^1 (H_{m,n+l}^1)^H\} + S_2 P_2 E\{d_{m,n}^2 (d_{m,n+l}^2)^H H_{m,n}^2 (H_{m,n+l}^2)^H\} + WR_w(l) \end{aligned} \quad (2)$$

[0056] 其中,记号 $E\{\cdot\}$ 表示预期值,上标H表示共轭转置,并且 $R_w(l)$ 是每1个副载波噪声的自相关函数。当 $l=0$ 时,式(2)可缩减为:

$$[0057] \quad R_y(0) = S_1 P_1 + S_2 P_2 + W \quad (3)$$

[0058] 当 $l \neq 0$ 时,那么可以用LTE标准中所定义的特定DMRS序列来缩减式(2)。DMRS序列 $d_{m,n}^i$ 可如下表示:

$$[0059] \quad d_{m,n}^i = e^{-j \frac{\pi q n(n+1)}{N_{sc}^2}} e^{-j \frac{\pi n n_{cs}^i}{6}} \quad (4)$$

[0060] 其中, N_{sc}^{DM} 是Zadoff-Chu序列的长度,q由Zadoff-Chu序列中所用的组索引确定,并且 n_{cs}^i 是UE_i ($i=1,2$)的循环移位。DMRS序列的自相关为:

$$[0061] \quad d_{m,n+l}^i (d_{m,n}^i)^H = e^{-j \frac{\pi q (l^2 + 2nl + 1)}{N_{sc}^2}} e^{-j \frac{\pi l n_{cs}^i}{6}} \quad (5)$$

[0062] 如果将接收信号的自相关 $Y_{m,n} Y_{m,n+l}^H$ 乘以DMRS序列的自相关,那么获得如下结果:

$$[0063] \quad \begin{aligned} R_y(l) &= E\{Y_{m,n} Y_{m,n+l}^H d_{m,n+l}^i (d_{m,n}^i)^H\} \\ &= S_1 P_1 E\{H_{m,n}^1 (H_{m,n+l}^1)^H\} + S_2 P_2 E\{e^{-j \frac{\pi l n_{cs}^i}{6}} H_{m,n}^2 (H_{m,n+l}^2)^H\} + WE\{w_{m,n} w_{m,n+l}^H\} \end{aligned} \quad (6)$$

[0064] 当 $l=12$ 时,它满足 $e^{-j \frac{\pi l (n_{cs}^1 - n_{cs}^2)}{6}} = 1$,并且(6)可缩减为:

[0065]

$$R_z(12) = S_1 P_1 E\{H_{m,n}^1 (H_{m,n+12}^1)^H\} + S_2 P_2 E\{H_{m,n}^2 (H_{m,n+12}^2)^H\} + WE\{w_{m,n} w_{m,n+12}^H\} \\ = (S_1 P_1 + S_2 P_2) R_y(12) \quad (7)$$

[0066] 其中, $R_y(l)$ 表示信道的自相关函数。

[0067] 信道的自相关函数满足:

$$R_H(l) = E\{H_{m,n} H_{m,n+l}^H\} \\ = J_0(2\pi f_d T l) \quad (8) \\ \approx 1 - l^2 (\pi f_d T)^2$$

[0069] 其中, f_d 是信道多普勒频率, T 是符号持续时间, 并且 $J_0(\cdot)$ 是第一类第零阶 Bessel 函数。因此, (8) 可缩减为:

$$R_z(12) = (S_1 P_1 + S_2 P_2) \left[1 - 144 (\pi f_d T)^2 \right] \quad (9)$$

[0071] 对于 $l=24$, 遵照相同的过程:

$$R_z(24) = (S_1 P_1 + S_2 P_2) \left[1 - 576 (\pi f_d T)^2 \right] \quad (10)$$

[0073] 基于式(9)和(10), 可获得如下结果:

$$S_1 P_1 + S_2 P_2 = \frac{4R_z(12) - R_z(24)}{3} \quad (11)$$

[0075] 利用式(11), 可以如下估计噪声功率:

$$W = R_y(0) - (S_1 P_1 + S_2 P_2) \\ = R_y(0) - \frac{4R_z(12) - R_z(24)}{3} \quad (12)$$

[0077] 计算噪声功率

[0078] $R_y(0)$ 是所有副载波中的自相关的平均值, 它利用式(2)来计算并且可以特定地表示为:

$$R_y(0) = \frac{\sum_{n=1}^N Y_{m,n} Y_{m,n}^H}{N} \quad (13)$$

[0080] 式(3)中的 $Y_{m,n} Y_{m,n}^H$ ($0 \leq n \leq N$) 的数学预期值是 $S_1 P_1 + S_2 P_2 + W$ 。因此:

$$E\{Y_{m,n} Y_{m,n}^H\} = \frac{\sum_{n=1}^N Y_{m,n} Y_{m,n}^H}{N} = R_y(0) = S_1 P_1 + S_2 P_2 + W \quad (14)$$

[0082] 因而, $S_1 P_1$ 、 $S_2 P_2$ 和 W 的值无法确定。因此, 无法利用 $S_1 P_1 + S_2 P_2 + W$ 来计算 $R_y(0)$ 。[0083] 一种计算 $S_1 P_1 + S_2 P_2 + W$ 的方法是提供两个 $R_z(0)$ 值, 其中选择 l 值以使得比率 $\frac{R_z(l)}{R_z(0)}$ 等于

$r2\pi$, 其中 r 是正整数。当出现这种情况时, 那么可以准确地估计来自第一UE和第二UE的接收功率的总和。当选择 l 值以使得比率 $\frac{\pi l}{6}$ 不等于 $r2\pi$ 时, 那么接收功率的总和是 $s_{n+e}^H s_n$ 的估计, 如式(6)所示。该估计可显著降低噪声估计的准确度。

[0084] 因此, 为了提供虚拟MIMO系统的上行链路信号中的噪声功率的基本上准确的估计, 可以选择 l 值以使得比率 $\frac{\pi l}{6}$ 等于 $r2\pi$ 。例如, 当 l 值等于12时, $R_z(12)$ 是每12个副载波互相关与DMRS序列的自相关的乘积的平均值, 这可表示为:

$$[0085] \quad R_z(12) = \frac{\sum_{n=1}^{N-12} Y_{m,n} Y_{m,n+12}^H d_{m,n+12}^l (d_{m,n}^l)^H}{N-12} \quad (15)$$

[0086] 值 $R_z(24)$ 是每24个副载波互相关与DMRS序列的自相关的乘积的平均值, 这可表示为:

$$[0087] \quad R_z(24) = \frac{\sum_{n=1}^{N-24} Y_{m,n} Y_{m,n+24}^H d_{m,n+24}^l (d_{m,n}^l)^H}{N-24} \quad (16)$$

[0088] 可明白, 在数学上, 在每第12个副载波($l=12$)和每第24个副载波($l=24$), 可以准确地估计来自第一UE和第二UE的接收功率的总和, 如上所述。这使得能够利用式(12)来准确估计噪声功率, 从而使得能够为具有在相同空-时资源块内进行传送的两个不同用户设备装置的虚拟MIMO系统准确估计噪声功率。

[0089] 根据本发明的一个实施例, 公开一种用于估计虚拟多输入多输出(MIMO)系统的上行链路信号中的噪声功率的方法500, 如图5的流程图中所描绘。该方法包括获得510上行链路信号中的解调参考信号(DMRS)接收符号。DMRS接收符号可以位于上行链路信号的第 n 个副载波上的第 m 个符号处, 其中 m 是正整数, n 是介于1和 N 之间的整数值, 其中 N 是上行链路信号中的副载波的总数。接着, 可以利用相关计算来确定520虚拟MIMO系统中的第一UE的DMRS序列。

[0090] 可用于确定虚拟MIMO系统中的第一UE的DMRS序列的一种类型的相关计算是:

$$[0091] \quad d_{m,n}^l = \arg \max_{\forall d_{m,n} \in \mathfrak{R}} \sum_{n=1}^N Y_{m,n} (d_{m,n}^l)^H$$

[0092] 其中, 可明白, \mathfrak{R} 是有可能DMRS序列的集合。

[0093] 方法500还包括计算530上行链路信号中的 N 个副载波的平均自相关值。在一个实施例中, 可以利用式(13)来确定平均自相关值。可以利用第一UE的DMRS序列对于第一 l 值计算540上行链路信号的第一互相关值 $R_z(l)$ 。可以利用第一UE的DMRS序列对于第二 l 值计算550上行链路信号的第二互相关值 $R_z(l)$ 。

[0094] 在一个实施例中, 可以对于 $l=12$ 和 $l=24$ 分别利用式15和16来确定第一和第二互相关值。可选择第一和第二 l 值以便将由第二UE贡献给噪声功率电平的用户间干扰基本上降至最小。例如, 可以选择第一 l 值为12, 并选择第二 l 值为24。也可以使用使得比率 $\frac{\pi l}{6}$ 能够等

于 $r2\pi$ (其中, r 是正整数)的其它 l 值,以便计算第一和第二互相关值。可以选择 l 值,以使得第一和第二互相关值不相同。式(9)至(12)可基于所选择的 l 值进行调适。

[0095] 方法500还包括利用自相关值以及第一和第二互相关值来确定560虚拟MIMO系统中的上行链路信号的噪声功率电平。在一个实施例中,可以利用式(12),以便利利用自相关值以及第一和第二互相关值来计算虚拟MIMO系统中的上行链路信号的噪声功率电平。

[0096] 可以利用第一和第二互相关值来确定虚拟MIMO系统中的第一UE和第二UE的上行链路信号的信号功率。例如,可以利用式(11)来确定 $S_1 P_1 + S_2 P_2$ 。然后,可以利用虚拟MIMO系统中的上行链路信号的噪声功率电平 W 的基本上准确的估计来对上行链路信号执行信道估计并均衡来自第一和第二用户设备装置的上行链路信号。可以在虚拟MIMO系统中的基站处执行噪声功率电平的估计和信道估计以便允许接收来自第一UE和第二UE的虚拟MIMO上行链路信号。

[0097] 在另一个实施例中,公开一种用于估计虚拟MIMO系统的上行链路信号中的噪声功率电平的系统。图6中示出用于估计噪声功率电平的系统600的框图的一个实例图示。虚拟MIMO系统可以包括在相同空-时资源块中进行传送的第一UE 605和第二UE 607。可以在基站610处接收上行链路信号。基站可以是标准基站,例如增强节点b型基站。或者,基站可以是低功率基站,例如微小区基站、纳米小区基站或微微小区基站。

[0098] 系统600包括DMRS模块602,它配置成从上行链路信号603获得DMRS接收符号,并利用相关计算确定虚拟MIMO系统中的第一UE的DMRS序列。

[0099] 系统600还包括自相关模块604,它配置成计算上行链路信号中的 N 个副载波的平均自相关值,其中 N 是上行链路信号中的副载波的总数。在一个实施例中,可以利用式(13)来确定平均自相关值。

[0100] 系统600包括互相关模块606,它配置成利用第一UE的DMRS序列对于第一 l 值和第二 l 值分别计算上行链路信号的第一和第二互相关值 $R_z(l)$ 。选择第一和第二 l 值,以使得可以准确估计来自第一UE和第二UE的接收功率的总和。在一个实施例中,这可通过选择使得比率 $\frac{R_z(l)}{S_1 P_1 + S_2 P_2}$ 能够等于 $r2\pi$ 的 l 值来实现,其中 r 是正整数。利用第一和第二 l 值来计算第一和第二互相关值。可以选择 l 值,以使得第一和第二互相关值不相同。在一个实施例中,可以利用式15和16对于 $l=12$ 和 $l=24$ 计算第一和第二互相关值。

[0101] 系统600还包括噪声功率电平模块608,它配置成利用平均自相关值以及第一和第二互相关值来确定虚拟MIMO系统中的上行链路信号603的噪声功率电平610。例如,可以利用式(12)来计算噪声功率电平610。

[0102] 接着,可以利用虚拟MIMO系统中的上行链路信号630的噪声功率电平 W 的基本上准确的估计来对上行链路信号执行信道估计并均衡来自第一和第二用户设备装置605、607的上行链路信号。在一个实施例中,可以在虚拟MIMO系统中的基站610处执行噪声功率电平的估计和信道估计,以便允许在基站处接收来自第一UE和第二UE的虚拟MIMO上行链路信号。或者,DMRS模块602、自相关模块604、互相关模块606和噪声功率电平模块610可以设置在基站610的外部并与基站610通信。

[0103] 图7示出包括第一用户设备(UE)和第二UE的虚拟MIMO系统的上行链路信号的噪声功率估计702的图。计算估计702,其中选择 l 值以使得比率 $\frac{R_z(l)}{S_1 P_1 + S_2 P_2}$ 等于 $r2\pi$ 。当出现这种情况时,

那么可以准确估计来自第一UE和第二UE的接收功率的总和,从而使得能够准确估计噪声功率。示出第二估计704,它利用不考虑虚拟MIMO系统中的这两个用户设备装置的影响的正交频分复用(OFDM)噪声估计。可见,虚拟MIMO系统的上行链路信号中的噪声功率的估计702比不考虑虚拟MIMO系统的影响的估计704基本上更接近实际噪声功率706。

[0104] 应了解,将本说明书中所描述的一些功能单元标记为模块以便更特别地强调它们的实现独立性。例如,模块可以实现为包括定制VLSI电路或门阵列、诸如逻辑芯片、晶体管或其它离散组件的现成半导体的硬件电路。模块也可以在诸如现场可编程门阵列、可编程阵列逻辑、可编程逻辑器件等可编程硬件器件中实现。

[0105] 模块也可在供各种类型的处理器执行的软件中实现。可执行代码的标识模块可以例如包括计算机指令的一个或多个物理或逻辑块,它们可以例如组织为对象、过程或函数。然而,标识模块的可执行代码无需在物理上设置在一起,而是可以包括存储在不同位置中的异类指令,它们在逻辑上接合在一起时构成模块并实现模块的指定目的。

[0106] 实际上,可执行代码的模块可以是单个指令或多个指令,并且甚至可以分布在数个不同的代码段中、分布在不同程序中以及分布在数个存储器装置中。类似地,这里可以在模块内标识以及示出操作数据,并且可以以任何合适的形式实施并在任何合适类型的数据结构内组织操作数据。操作数据可以收集为单个数据集,或者可以分布在不同位置上,包括不同存储装置上。模块可以是无源或有源模块,包括可进行操作以便执行期望的功能的代理。

[0107] 各种技术或其某些方面或部分可以采用在诸如软盘、CD-ROM、硬盘驱动器或任何其它机器可读存储介质的有形介质中实施的程序代码(即,指令)的形式,其中当程序代码加载到诸如计算机的机器中并由机器执行时,机器变成用于实践各种技术的设备。在可编程计算机上执行程序代码的情况下,计算装置可以包括处理器、可由处理器读取的存储介质(包括易失性和非易失性存储器和/或存储元件)、至少一个输入装置和至少一个输出装置。可实现或利用本文描述的各种技术的一个或多个程序可以利用应用编程接口(API)、可再度使用的控件等。这些程序可以用高级程序式或面向对象的编程语言来实现以便与计算机系统通信。但是,如果需要,程序也可以用汇编或机器语言来实现。在任何情况下,语言可以是编译或解释语言,并且可以与硬件实现组合。

[0108] 整篇说明书中提到“一个实施例”或“实施例”时表示,结合该实施例描述的特定特征、结构或特性包含在本发明的至少一个实施例中。因此,整篇说明书中的各个地方出现短语“在一个实施例中”或“在实施例中”时不一定都指相同实施例。

[0109] 如本文所使用,为了方便起见,多个项、结构元件、组成元件和/或物品可以存在于共同列表中。但是,这些列表应当理解为好像列表中的每个成员单独地标识为独立且唯一的成员。因此,在没有相反指出的情况下,不应基于它们存在于共同组中而将该列表的任何单独成员独自理解为相同列表的任何其它成员的实际等效物。另外,本文中 can 提到本发明的各种实施例和实例及其各种组件的备选。应了解,这些实施例、实例和备选不应理解为是彼此的实际等效物,而是应视为是本发明的独立且自主的表示。

[0110] 此外,在一个或多个实施例中,所描述的特征、结构或特性可以按任何合适的方式组合。在以下描述中,提供了众多具体细节,例如布局、距离、网络实例等的实例,以便充分理解本发明的实施例。但是,本领域技术人员将意识到,没有其中一个或多个具体细节也可

实践本发明,或者可以用其它方法、组件、布局等来实践本发明。在其它情况下,没有示出或详细描述公知的结构、材料或操作,以免使本发明的各方面晦涩难懂。

[0111] 尽管以上实例在一个或多个特定应用中说明了本发明的原理,但是本领域技术人员将明白,无需运用发明才能,在不偏离本发明的原理和概念的情况下,可以在形式、使用和实现细节上进行众多修改。因此,不希望本发明受到除了随附权利要求以外的限制。

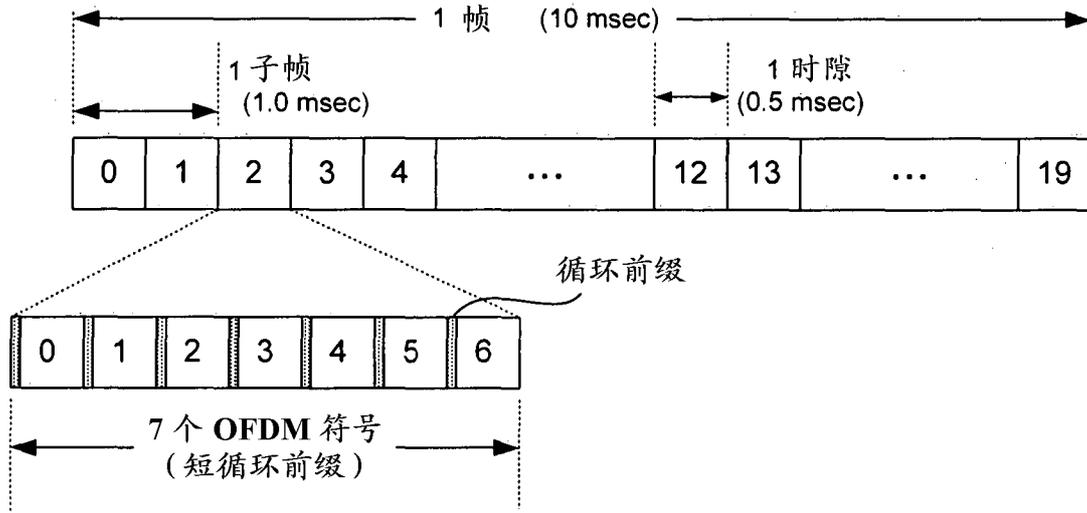


图 1

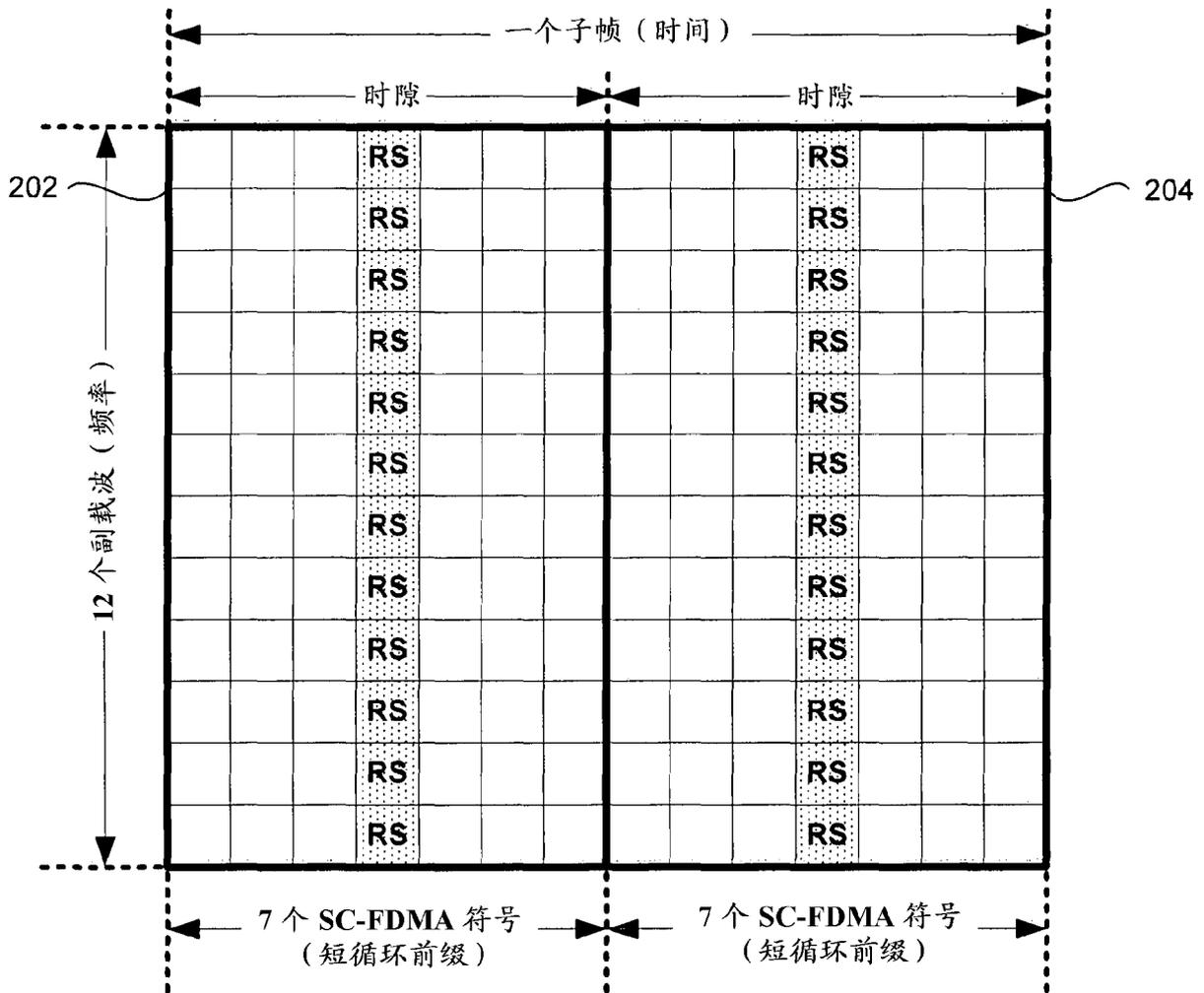


图 2

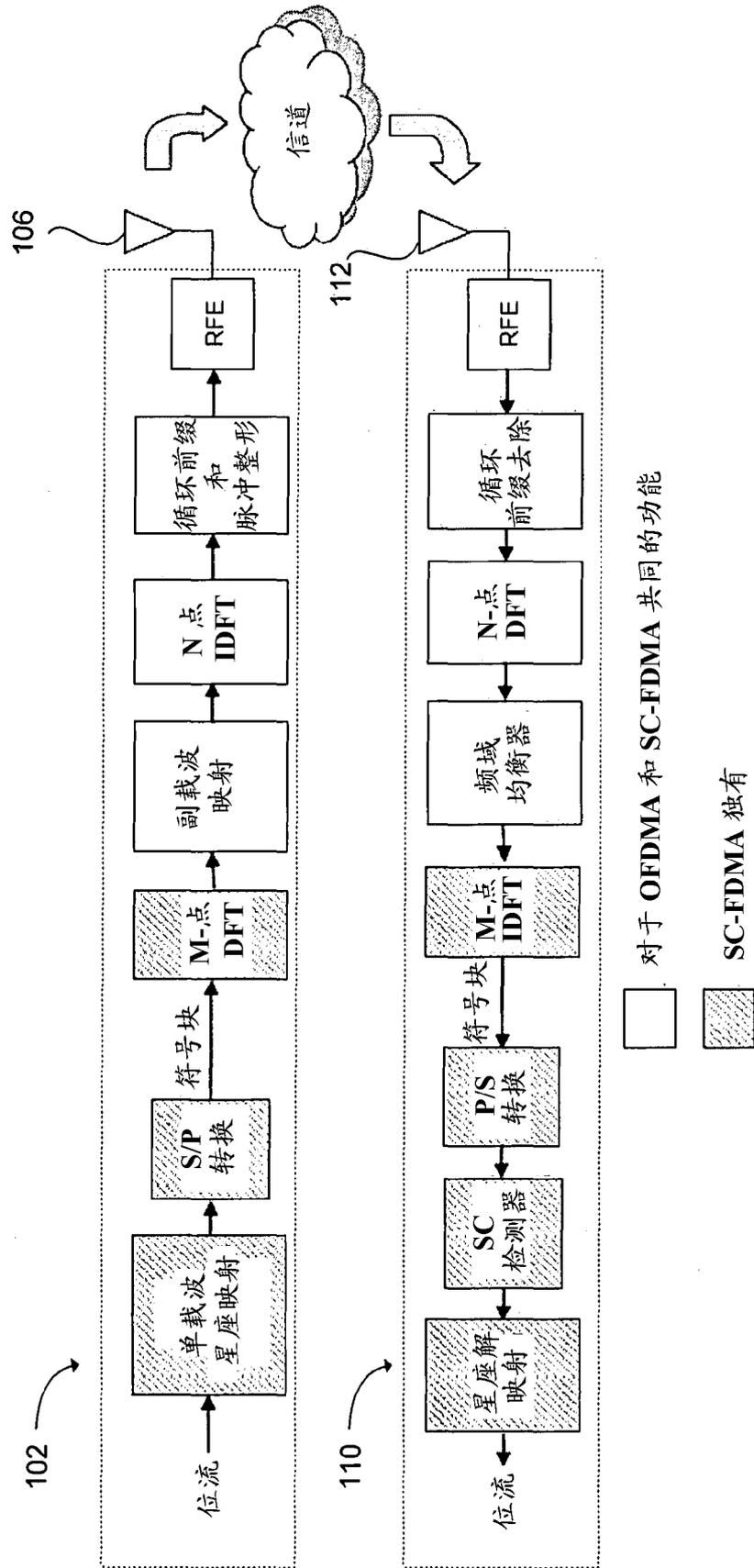


图 3

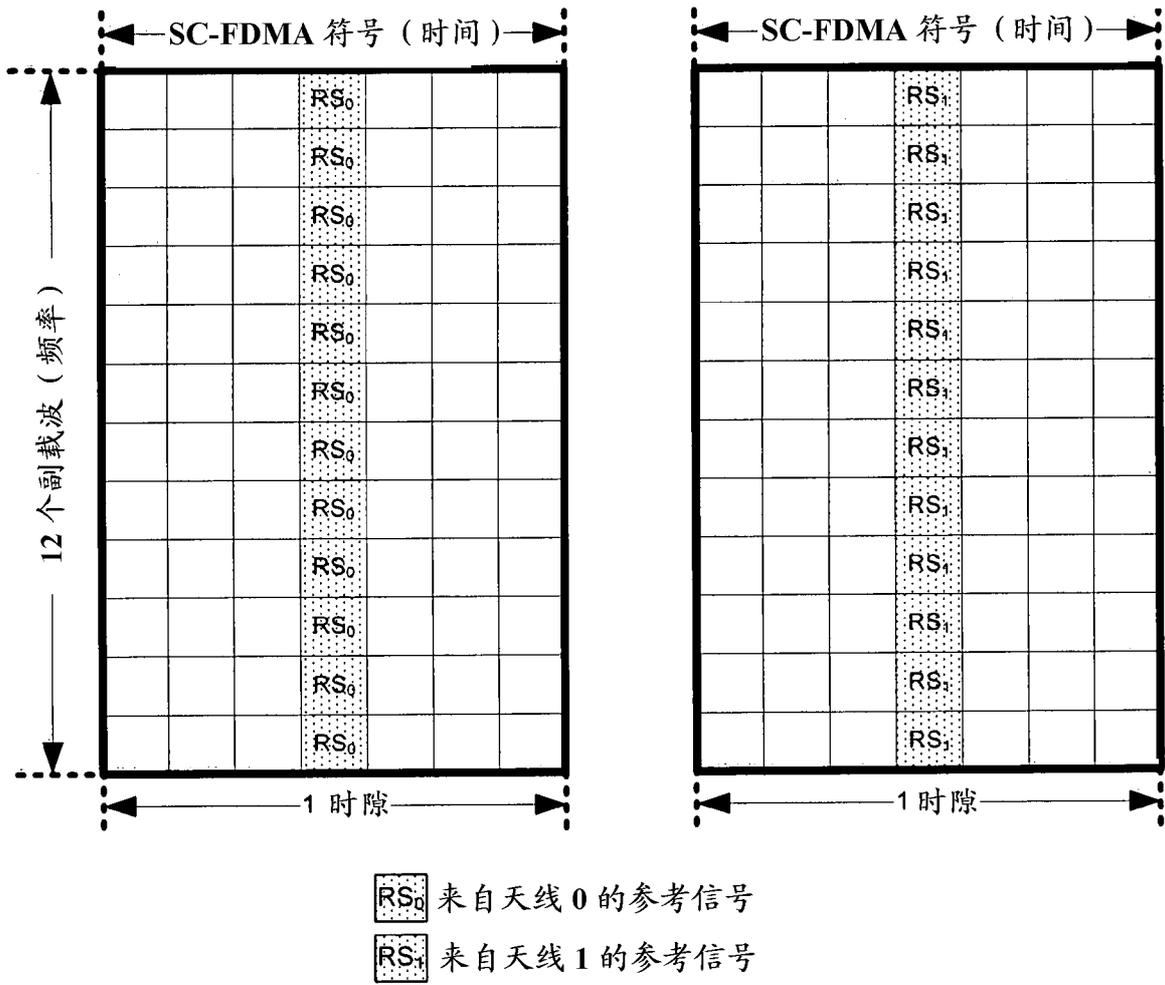


图 4

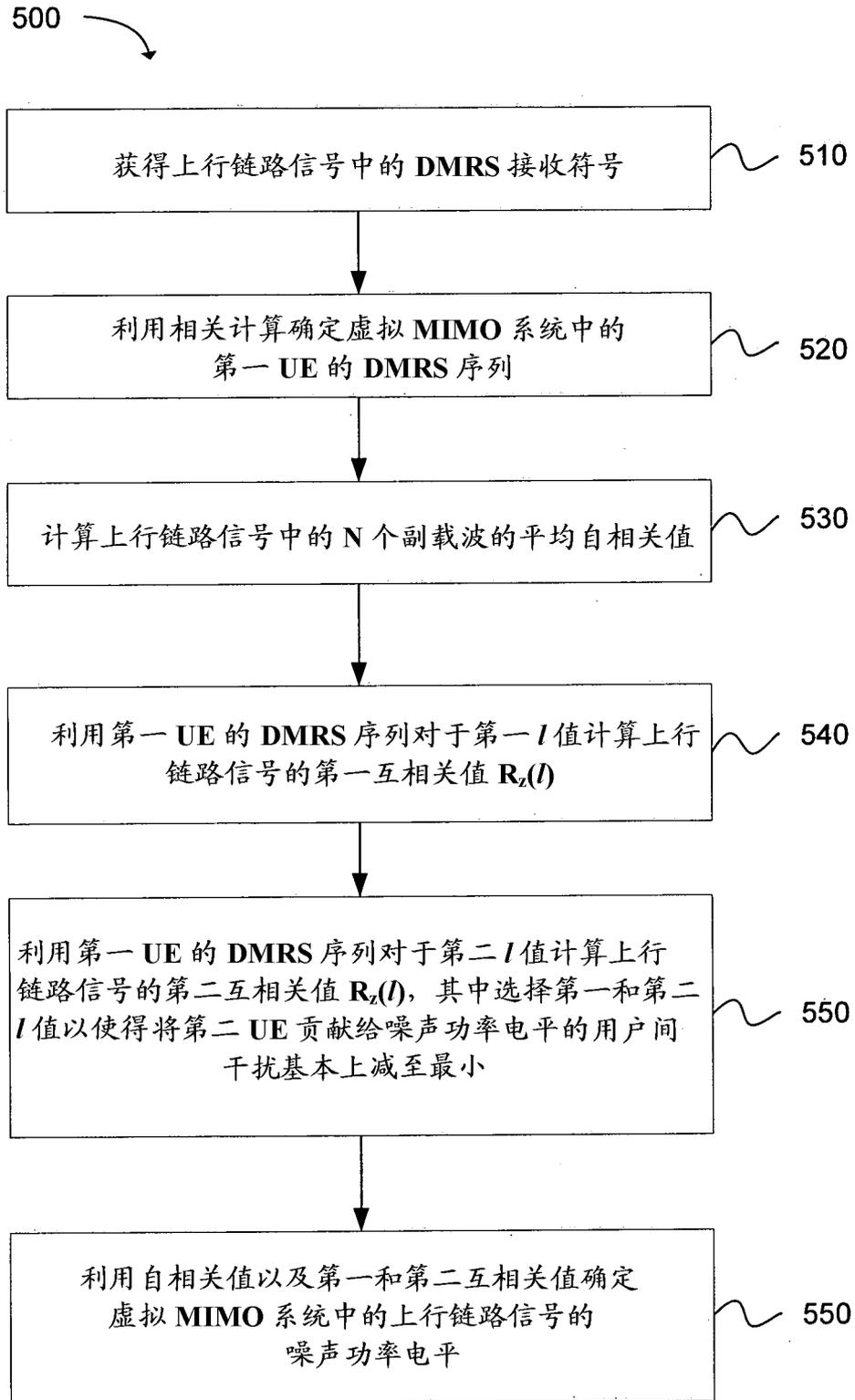


图 5

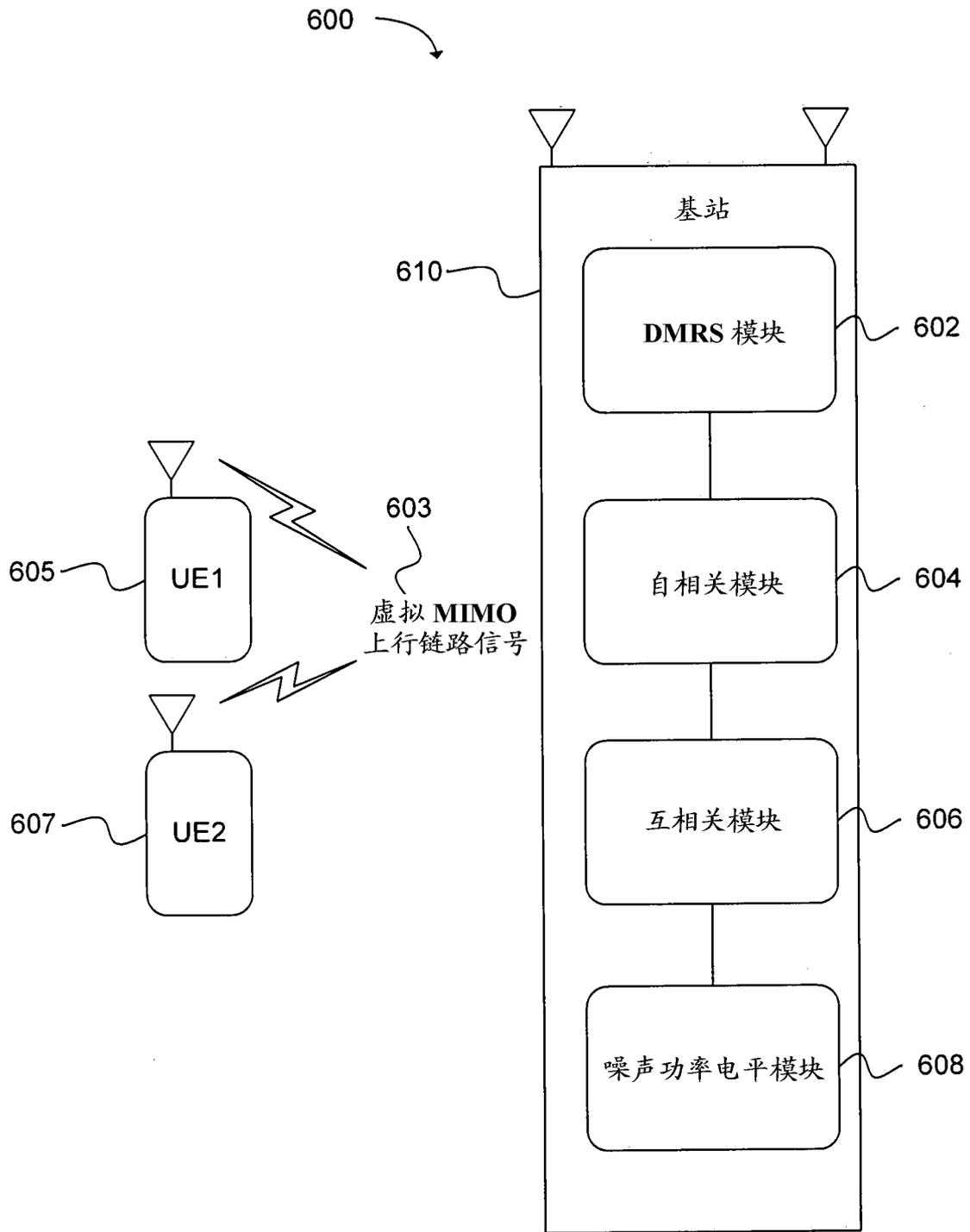


图 6

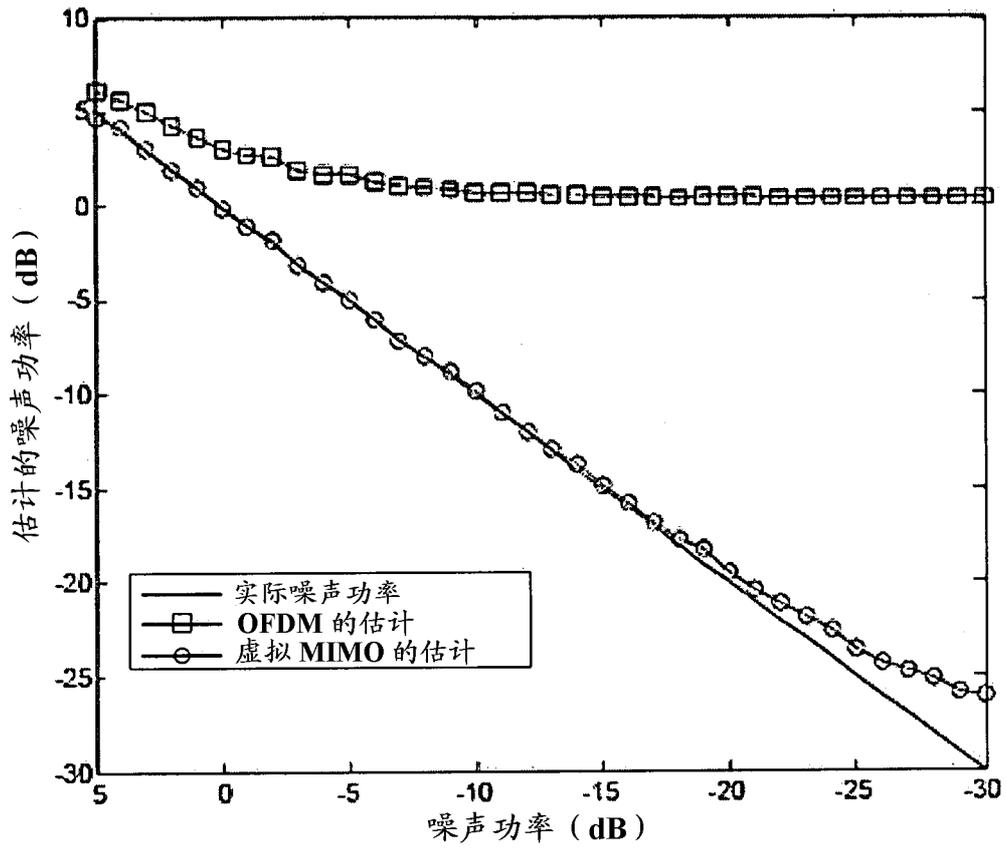


图 7