(19)中华人民共和国国家知识产权局

(12)发明专利

(10)授权公告号 CN 101005302 B
(45)授权公告日 2013.02.13

(21)申请号 200610001530.3

(22)申请日 2006.01.18

(73)专利权人 上海原动力通信科技有限公司
地址 201700 上海市青浦区新业路 599 号 3 幢 103 号

(72)发明人 孙长果 王映民 乌娜

(74)专利代理机构 北京信远达知识产权代理事务所（普通合伙）11304
代理人 王学强

(51)Int.Cl.
H04B 7/06(2006.01)
H01Q 3/26(2006.01)

(56)对比文件
JP 2003152595 A,2003.05.23,
US 2003081658 A1,2003.05.01,
CN 1317914 A,2001.10.17,
CN 1581751 A,2005.02.16,

审查员 黄玲

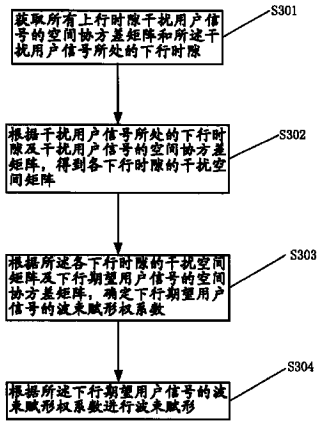
权利要求书 2 页 说明书 6 页 附图 6 页

(54)发明名称

时隙码分多址系统进行干扰抑制的下行波束赋形方法

(57)摘要

本发明提供了一种时隙码分多址系统进行干扰抑制的下行波束赋形方法，该方法包括：获取所有上行时隙干扰用户信号的空间协方差矩阵和所述干扰用户信号所处的下行时隙；根据干扰用户信号所处的下行时隙及干扰用户信号的空间协方差矩阵，得到各下行时隙的干扰空间矩阵；根据各下行时隙的干扰空间矩阵及下行期望用户信号的空间协方差矩阵，确定下行期望用户信号的波束赋形权系数；根据下行期望用户信号的波束赋形权系数进行波束赋形。本发明通过确定所有干扰用户信号所处的下行时隙及计算所有下行时隙的干扰空间矩阵，进而得到所有下行期望用户信号的波束赋形权系统以进行波束赋形，所以本发明的波束赋形方法对于时隙对称或非对称的情况都适用。



CN 101005302 B

1. 一种时隙码分多址系统进行干扰抑制的下行波束赋形方法，其特征在于包括：

获取所有上行时隙干扰用户信号的空间协方差矩阵和所述干扰用户信号所处的下行时隙；

根据所述干扰用户信号所处的下行时隙及所述干扰用户信号的空间协方差矩阵，得到各下行时隙的干扰空间矩阵；以及

根据所述各下行时隙的干扰空间矩阵及下行期望用户信号的空间协方差矩阵，确定下行期望用户信号的波束赋形权系数；

根据所述下行期望用户信号的波束赋形权系数进行波束赋形；

利用信道估计器对所有上行时隙干扰用户信号进行信道估计，得到所述干扰用户信号的空间协方差矩阵为

$$\mathbf{R}_I^{(m)} = E\left\{\mathbf{H}_I^{(m)}\mathbf{H}_I^{(m)H}\right\}, m = 1, \cdots, M ,$$

其中，M表示共有M个干扰用户信号，$\mathbf{H}_I^{(m)}$代表第m个干扰用户的多天线信道估计，$H_I^{(m)H}$表示$H_I^{(m)}$的共轭转置运算；

计算所述下行时隙的干扰空间矩阵的公式为

$$\mathbf{R}_{I,n} = \sum_{\forall u_m | t_d(m)=n} \mathbf{R}_I^{(m)} ,$$

其中，u_m 表示所述上行时隙干扰用户信号，$t_d(m)$ 表示所述干扰用户信号所处的下行时隙，n 表示任意的下行时隙；

计算所述下行期望用户信号的波束赋形权系数的公式为：

$$\mathbf{w}^{(k)} = \arg\max_{\mathbf{w}} \left(\frac{\mathbf{w}^H \mathbf{R}_{xx}^{(k)} \mathbf{w}}{\mathbf{w}^H (\mathbf{R}_{I,n} + \lambda \mathbf{I}) \mathbf{w}} \right), \text{k 为正整数，}$$

其中，w 表示任意变量，w^H 表示 w 的共轭转置运算，I 表示天线维数的单元阵，λ 表示噪声功率或与干扰功率成一定比例的常数因子，$w^{(k)}$ 表示第 k 个下行期望用户信号的波束赋形权系数；

根据所述下行期望用户信号的波束赋形权系数进行波束赋形包括：确定所述下行期望用户信号在所有天线上的发射序列，计算所述发射序列的公式为

$$\mathbf{s}_{k_a} = \sum_{k=1}^{K} \mathbf{s}^{(k)} w_{k_a}^{(k)}$$

其中，S_{k_a}表示第 k_a 个天线上的发射序列，k_a 表示第 k_a 个天线，$s^{(k)}$ 表示第 k 个下行期望用户信号的发射数据序列，$W_{k_a}^{(k)}$表示第 k 个下行期望用户信号在第 k_a 个天线上的波束赋形权系数。

2. 如权利要求 1 所述的时隙码分多址系统进行干扰抑制的下行波束赋形方法，其特征在于：获取所述干扰用户信号所处的下行时隙的步骤为：

从预先设定的所有小区用户信号所处的上行时隙和下行时隙的对应关系中获取；或者

基站从接入网控制器中获取所述干扰用户信号所处的下行时隙的序号；或者

如果所述干扰用户信号在同一个基站控制的小区内，基站通过查表获得所述干扰用户信号所处下行时隙的序号。

3. 如权利要求 1 所述的时隙码分多址系统进行干扰抑制的下行波束赋形方法，其特征在于：所述波束赋形的步骤由多用户信号波束赋形器完成。

时隙码分多址系统进行干扰抑制的下行波束赋形方法

技术领域

[0001] 本发明涉及移动通信技术，尤其涉及一种时隙码分多址系统的下行波束赋形方法。

背景技术

[0002] 智能天线通过波束赋形可以降低 CDMA（码分多址）系统的多址干扰，提高系统的容量。当干扰信号能够被测量时，可以获得干扰信号的空间协方差矩阵，在计算波束赋形权系数的时候考虑对干扰信号的干扰抑制，从而获得最佳的干扰抑制效果。

[0003] 时隙码分多址系统 (TD-CDMA) 在接收信号时，接收的期望信号和干扰信号都是处于同一时隙中，可以直接利用上行接收的期望用户信号和干扰用户信号进行接收波束赋形权系数的计算。时隙 CDMA 系统在下行发射波束赋形时，一般通过上行接收的期望用户信号和干扰用户信号进行下行发射波束赋形权系数的估计。以图 1 所示的下行波束赋形的方法为例，在步骤 S101 中，根据上行接收到的某期望用户的信号及其所在上行时隙的干扰用户信号，估计期望用户信号的空间协方差矩阵和干扰信号的空间协方差矩阵；进入步骤 S102，根据期望信号的空间协方差矩阵和干扰信号的空间协方差矩阵，以某种准则（例如信噪比最大准则或信干比最大准则等）计算期望用户的波束赋形权系数；最后进入步骤 S103，根据所获得的期望用户权系数进行发射波束赋形。

[0004] 然而，上述的方法基于的一个假设就是上、下行期望用户与干扰用户是完全对称的，即，某上行时隙的期望用户和干扰用户与其对应的下行时隙的期望用户和干扰用户完全相同。如图 2 所示的时隙结构及用户上、下行时隙的分配方式，其中，干扰用户可以认为是其他小区的用户，期望用户 1、2 和干扰用户 1’、2’和 3’上行位于时隙 1，其下行位于时隙 4，即上行时隙 1 和下行时隙 4 是对应的。

[0005] 对于具有对称关系的时隙 CDMA 系统来说，当然可以按照传统的方法进行发射波束赋形。然而，时隙 CDMA 系统的业务有时是非对称的情形，这时就需要灵活配置上下行时隙的数量，而不能使上下行时隙按照预设的分配方式固定。另外，灵活的信道分配手段也会使用户上、下行时隙不按照固定的对应关系分配。在这些情况下，上述传统的基于干扰抑制目的的波束赋形方法不再可行。

发明内容

[0006] 本发明要解决的技术问题在于提供一种时隙码分多址系统进行干扰抑制的下行波束赋形方法，该方法能够使时隙码分多址系统在非对称的业务情况下、进行干扰抑制的波束赋形。

[0007] 本发明提供了一种时隙码分多址系统进行干扰抑制的下行波束赋形方法，该方法包括：获取所有上行时隙干扰用户信号的空间协方差矩阵和干扰用户信号所处的下行时隙；根据干扰用户信号所处的下行时隙及干扰用户信号的空间协方差矩阵，得到各下行时隙的干扰空间矩阵；根据各下行时隙的干扰空间矩阵及下行期望用户信号的空间协方差矩

阵，确定下行期望用户信号的波束赋形权系数；根据下行期望用户信号的波束赋形权系数进行波束赋形；

[0008] 其中，利用信道估计器对所有上行时隙干扰用户信号进行信道估计，得到干扰用户信号的空间协方差矩阵为

[0009] $$\mathbf{R}_I^{(m)} = E\left\{\mathbf{H}_I^{(m)}\mathbf{H}_I^{(m)H}\right\}, m = 1, \cdots, M,$$

[0010] 其中，M 表示共有 M 个干扰用户信号，$\mathbf{H}_I^{(m)}$ 代表第 m 个干扰用户的多天线信道估计，$H_I^{(m)H}$ 表示 $H_I^{(m)}$ 的共轭转置运算；

[0011] 计算所述下行时隙的干扰空间矩阵的公式为

[0012] $$\mathbf{R}_{I,n} = \sum_{\forall u_m | t_d(m)=n} \mathbf{R}_I^{(m)},$$

[0013] 其中，u_m 表示上行时隙干扰用户信号，$t_d(m)$ 表示干扰用户信号所处的下行时隙，n 表示任意的下行时隙；

[0014] 计算所述下行期望用户信号的波束赋形权系数的公式为：

[0015] $$\mathbf{w}^{(k)} = \arg\max_{\mathbf{w}}\left(\frac{\mathbf{w}^H\mathbf{R}_{xx}^{(k)}\mathbf{w}}{\mathbf{w}^H(\mathbf{R}_{I,n}+\lambda\mathbf{I})\mathbf{w}}\right),$$ k 为正整数，

[0016] 其中，w 表示任意变量，w^H 表示 w 的共轭转置运算，I 表示天线维数的单元阵，λ 表示噪声功率或与干扰功率成一定比例的常数因子，$w^{(k)}$ 表示第 k 个下行期望用户信号的波束赋形权系数；

[0017] 根据所述下行期望用户信号的波束赋形权系数进行波束赋形包括：确定下行期望用户信号在所有天线上的发射序列，计算所述发射序列的公式为

[0018] $$\mathbf{s}_{k_a} = \sum_{k=1}^{K} \mathbf{s}^{(k)} w_{k_a}^{(k)}$$

[0019] 其中，S_{k_a} 表示第 k 个下行期望用户信号的发射数据序列，k_a 表示第 k_a 个天线，$w_{k_a}^{(k)}$ 表示第 k 个下行期望用户信号在第 k_a 个天线上的波束赋形权系数。

[0020] 其中，获取干扰用户信号所处的下行时隙的步骤为：从预先设定的所有小区用户信号所处的上行时隙和下行时隙的对应关系中获取，或者基站从接入网控制器中获取干扰用户信号所处的下行时隙的序号，或者如果干扰用户信号在同一个基站控制的小区内，基站通过查表获得干扰用户信号所处下行时隙的序号。

[0021] 波束赋形的步骤可由多用户信号波束赋形器完成。

[0022] 由于本发明通过确定所有干扰用户信号所处的下行时隙及计算所有下行时隙的干扰空间矩阵，进而得到所有下行期望用户信号的波束赋形权系统以进行波束赋形，所以本发明的波束赋形方法对于时隙对称或非对称的情况都适用。

附图说明

[0023] 图 1 为现有的进行干扰抑制的下行波束赋形方法的流程图。

[0024] 图 2 为对应于图 1 所述方法的时隙结构图及上、下行时隙的分配表。

[0025] 图 3 为本发明第一实施例的流程图。

[0026] 图 4 为第一实施例所使用的波束赋形器的示意图。

[0027] 图 5 为第二实施例的时隙结构图及上、下行时隙的分配表。

[0028] 图 6 为本发明第二实施例的流程图。

具体实施方式

[0029] 下面我们将结合附图，对本发明的最佳实施方案进行详细描述。首先要指出的是，本发明中用到的术语、字词及权利要求的含义不能仅仅限于其字面和普通的含义去理解，还包括进而与本发明的技术相符的含义和概念，这是因为我们作为发明者，要适当地给出术语的定义，以便对我们的发明进行最恰当的描述。因此，本说明和附图中给出的配置，只是本发明的首选实施方案，而不是要列举本发明的所有技术特性。我们要认识到，还有各种各样的可以取代我们方案的同等方案或修改方案。

[0030] 图 3 为本发明第一实施例的流程图。

[0031] 如图所示，在步骤 S301 中，获取所有上行时隙干扰用户信号的空间协方差矩阵和所述干扰用户信号所处的下行时隙。在此过程中，对所有上行时隙干扰用户信号进行信道估计，并得到干扰用户信号的空间协方差矩阵，对干扰用户信号的界定可以由干扰信号的功率门限实现，以所有上行时隙共有 M 个干扰用户信号 $u_1, u_2, \cdots, u_M$ 为例，对 M 个干扰用户信号进行信道估计，则得到 M 个空间协方差矩阵

[0032] $\mathbf{R}_I^{(1)}, \mathbf{R}_I^{(2)}, \cdots, \mathbf{R}_I^{(M)}$

[0033] 其中，

[0034] $$\mathbf{R}_I^{(m)} = E\left\{\mathbf{H}_I^{(m)}\mathbf{H}_I^{(m)H}\right\}, m = 1, \cdots, M$$

[0035] 其中，$E\{H_I^{(m)}H_I^{(m)H}\}$表示求随机变量的数学期望的运算，即均值。$H_I^{(m)H}$表示矩阵$H_I^{(m)}$的共轭转置运算。

[0036] $\mathbf{H}_I^{(m)}$表示对第 m 个干扰用户信号的多天线信道估计，信道估计的方法有很多种，例如利用基本的 Steiner 信道估计器（一种低代价的估计方法）或者其改进形式。其中，干扰用户信号可以指同小区用户信号的干扰也可以指外小区用户信号的干扰，占用相同无线资源的用户信号是否被作为干扰用户信号与具体的系统和物理层算法相关。例如，使用了联合检测技术的 TD-SCDMA（时分双工同步码分多址）系统做波束赋形时，可以认为本小区的信号干扰已经被联合检测消除，而仅考虑外小区用户信号的干扰。

[0037] 此外，在此步骤中，还需确定 M 个干扰用户信号所处的下行时隙 $t_d(m)$，$m = 1, \cdots, M$。基站可以提供同一小区用户信号的上、下行时隙的对应关系，而对于外小区用户信号，确定干扰用户信号所处下行时隙的方式包括：预先设定方式、信令传输方式及查表方式。其中，

[0038] (1) 预先设定方式：这是一种缺省的方式，在网络初始化阶段，就可以设定所有小区用户信号所处的上、下行时隙的对应关系。

[0039] (2) 信令传输方式：基站向 RNC（无线接入网控制器）申请获得干扰用户信号所处的下行时隙的序号。

[0040] (3) 查表方式：如果干扰用户信号同在一个基站控制下的小区，基站可以通过查表获得干扰用户信号所处的下行时隙的序号。

[0041] 之后，进入步骤 S302，根据所述干扰用户信号所处的下行时隙及所述干扰用户信号的空间协方差矩阵，得到各下行时隙的干扰空间矩阵。在此步骤中，假设在同一个小区中共有 N 个下行时隙，则任意下行时隙 n(n = 1,2,.....N) 的干扰用户信号为

[0042] $\mathbf{I}_n = \left\{ \forall u_m \middle| t_d(m) = n \right\}$

[0043] 其中，$\forall \mathbf{u}_m$表示任意的或所有的上行时隙干扰用户信号 u_m。

[0044] 时隙 n 的干扰信号的空间协方差矩阵为

[0045] $$\mathbf{R}_{I,n} = \sum_{\forall u_m | t_d(m)=n} \mathbf{R}_I^{(m)} \quad 。$$

[0046] 再进入步骤 S303，根据所述各下行时隙的干扰空间矩阵及下行期望用户信号的空间协方差矩阵，确定下行期望用户信号的波束赋形权系数。假设某一下行期望用户 k 所处的时隙是 n，则其下行波束赋形权系数为

[0047] $$\mathbf{w}^{(k)} = \arg\max_{\mathbf{w}} \left(\frac{\mathbf{w}^H \mathbf{R}_{xx}^{(k)} \mathbf{w}}{\mathbf{w}^H (\mathbf{R}_{I,n} + \lambda \mathbf{I}) \mathbf{w}} \right)$$

[0048] 其中，$\arg\max_{\mathbf{w}} \left(\frac{\mathbf{w}^H \mathbf{R}_{xx}^{(k)} \mathbf{w}}{\mathbf{w}^H (\mathbf{R}_{I,n} + \lambda \mathbf{I}) \mathbf{w}} \right)$表示求使$\frac{\mathbf{w}^H \mathbf{R}_{xx}^{(k)} \mathbf{w}}{\mathbf{w}^H (\mathbf{R}_{I,n} + \lambda \mathbf{I}) \mathbf{w}}$最大的 w，w 可以是任意形式的变量，I 表示天线维数的单元阵，λ 可以表示噪声功率，也可以表示与干扰功率成一定比例的常数因子，$R_{XX}^{(k)}$表示第 k 个下行期望用户信号的空间协方差矩阵，这个矩阵可以通过测量得到。$\mathrm{W}^{(k)}$(k = 1,2.....K) 表示期望用户信号的下行发射波束赋形权系数，且

[0049] $$\mathbf{w}^{(k)} = \begin{bmatrix} w_1^{(k)} \\ w_2^{(k)} \\ \vdots \\ w_{K_a}^{(k)} \end{bmatrix},$$

[0050] $w_{k_a}^{(k)}$表示第 k 个期望用户信号在第 k_a 个天线上的下行发射波束赋形权系数。

[0051] 最后进入步骤 S304，根据所述下行期望用户信号的波束赋形权系数进行波束赋形。假设期望用户信号 k 的发射数据序列为 $s^{(k)}$，则天线 k_a(k_a = 1,2.....K_a) 上的发射序列为

[0052] $$\mathbf{s}_{k_a} = \sum_{k=1}^{K} \mathbf{s}^{(k)} w_{k_a}^{(k)} \quad 。$$

[0053] 在此步骤中，可以通过利用图 4 中的波束赋形器来进行波束赋形。如图所示，第 k 个期望用户信号的发射数据序列 $s^{(k)}$ 与其在 k_a 个天线上的波束赋形权系数$w_{k_a}^{(k)}$经过与门的运算，再与其他用户信号的这种运算结果经过或门的运算，即可得到天线 k_a 上的发射序列 S_{k_a}。

[0054] 现在结合图 5、6，以 TD-SCDMA 系统为例，再对本发明公开的波束赋形方法进行说明。

[0055] 如图 5 所示，在该实施例中，共有 6 个业务时隙（时隙 1 ～时隙 6）。其中，时隙 1、2 用于上行，时隙 3、4、5、6 用于下行。在上行时隙 1 中，测得干扰用户信号 4 个，分别记为干扰用户信号 1’、2’、3’、4’；在上行时隙 2 中，测得干扰用户信号 5 个，分别记为干扰用户信号 5’、6’、7’、8’、9’。

[0056] 如图 6 所示，在步骤 S601 中，对 9 个上行时隙干扰用户信号进行信道估计，得到 9 个干扰用户信号的空间协方差矩阵。在本实施例中，在上行时隙 1 估计干扰用户信号 1’～4’，在上行时隙 2 估计干扰用户信号 5’ ～ 9’，则得到干扰用户信号的空间协方差矩阵为

[0057] $\mathbf{R}_I^{(1)}, \mathbf{R}_I^{(2)}, \cdots, \mathbf{R}_I^{(9)}$

[0058] 此外，在此步骤中，还需确定 9 个干扰用户信号所处的下行时隙 $t_d(m)$，$m = 1, 2.....9$。本实施例采用信令传输的方式获取干扰用户信号所处的下行时隙。基站需要通过 Iub 接口（无线网络控制器 RNC 与基站之间的接口）的信令、Iur 接口（两个 RNC 之间的逻辑接口）的信令（或通过无线接入网与核心网之间的 Iu 接口的信令）或操作维护 (OM) 通道向 RNC 申请获知干扰用户信号的下行时隙分配号。

[0059] 基站通过信令获知干扰用户信号的下行时隙序号如下

[0060] $t_d(1) = 3$

[0061] $t_d(2) = 3$

[0062] $t_d(3) = 3$

[0063] $t_d(4) = 4$

[0064] $t_d(5) = 4$

[0065] $t_d(6) = 5$

[0066] $t_d(7) = 5$

[0067] $t_d(8) = 5$

[0068] $t_d(9) = 6$

[0069] 之后，进入步骤 S602，根据上述干扰用户信号所处的下行时隙及干扰用户信号的空间协方差矩阵，得到下行时隙 3-6 的干扰空间矩阵。

[0070] $$\mathbf{R}_{I,3} = \sum_{\forall u_m | t_d(m)=3} \mathbf{R}_I^{(m)} = \mathbf{R}_I^{(1)} + \mathbf{R}_I^{(2)} + \mathbf{R}_I^{(3)}$$

[0071] $$\mathbf{R}_{I,4} = \sum_{\forall u_m | t_d(m)=4} \mathbf{R}_I^{(m)} = \mathbf{R}_I^{(4)} + \mathbf{R}_I^{(5)}$$

[0072] $$\mathbf{R}_{I,5} = \sum_{\forall u_m | t_d(m)=5} \mathbf{R}_I^{(m)} = \mathbf{R}_I^{(6)} + \mathbf{R}_I^{(7)} + \mathbf{R}_I^{(8)}$$

[0073] $$\mathbf{R}_{I,6} = \sum_{\forall u_m | t_d(m)=6} \mathbf{R}_I^{(m)} = \mathbf{R}_I^{(9)}$$

[0074] 再进入步骤 S603，根据下行时隙 3-6 的干扰空间矩阵及 9 个下行期望用户信号的空间协方差矩阵，确定下行期望用户信号的波束赋形权系数。以下行用户 6 为例，下行用户 6 在第 5、6 时隙都需发射数据，则可以分别计算下行用户 6 在时隙 5 和时隙 6 的赋形权系数，这里的 $\lambda = 0.5$，

[0075] $$\mathbf{w}_{TS5}^{(6)} = \arg\max_{w} \left(\frac{\mathbf{w}^H \mathbf{R}_{xx}^{(6)} \mathbf{w}}{\mathbf{w}^H (\mathbf{R}_{I,5} + \lambda \mathbf{I}) \mathbf{w}} \right)$$

[0076] $$\mathbf{w}_{TS6}^{(6)} = \arg\max_{w}\left(\frac{\mathbf{w}^H\mathbf{R}_{xx}^{(6)}\mathbf{w}}{\mathbf{w}^H(\mathbf{R}_{I,6}+\lambda\mathbf{I})\mathbf{w}}\right)$$

[0077] 最后进入步骤S604，根据9个下行期望用户信号的波束赋形权系数进行波束赋形。假设期望用户信号k(k = 1,2.....9)的发射数据序列为$s^{(k)}$，则天线k_a(k_a = 1,2.....K_a)上的发射序列为

[0078] $$\mathbf{s}_{k_a} = \sum_{k=1}^{K}\mathbf{s}^{(k)}w_{k_a}^{(k)},$$

[0079] $w_{k_a}^{(k)}$表示第k个期望用户信号在第k_a个天线上的下行发射波束赋形权系数。

[0080] 以上所述仅是本发明的优选实施方式，应当指出，对于本技术领域的普通技术人员来说，在不脱离本发明原理的前提下，还可以作出若干改进和润饰，这些改进和润饰也应视为本发明的保护范围。

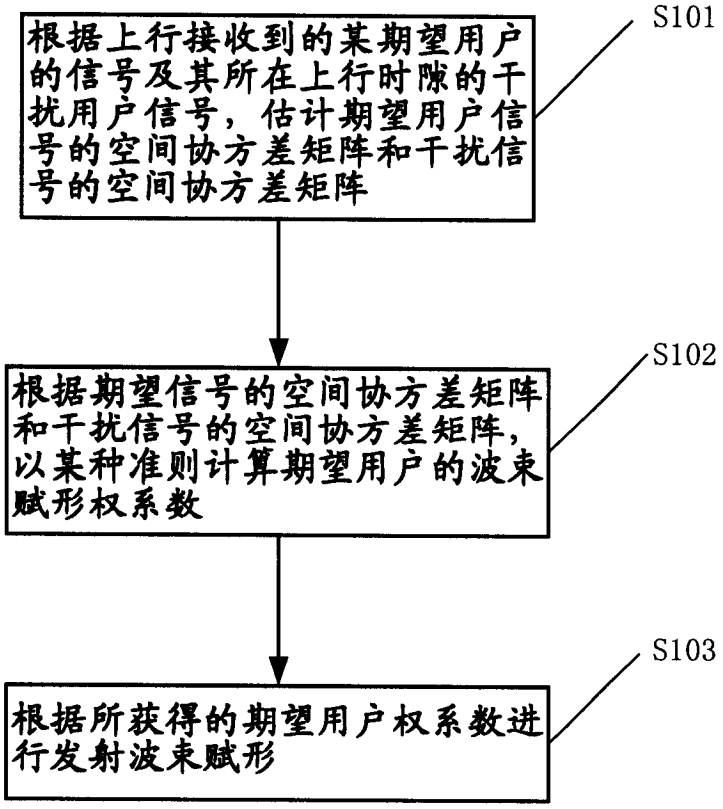
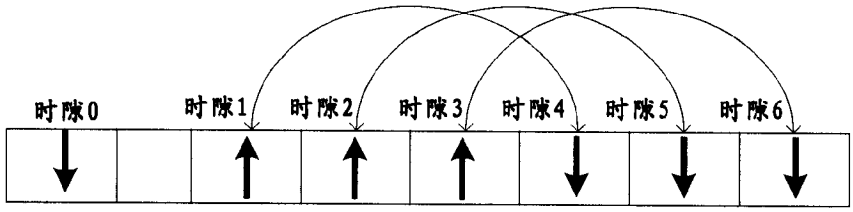

根据上行接收到的某期望用户的信号及其所在上行时隙的干扰用户信号，估计期望用户信号的空间协方差矩阵和干扰信号的空间协方差矩阵
S101
根据期望信号的空间协方差矩阵和干扰信号的空间协方差矩阵，以某种准则计算期望用户的波束赋形权系数
S102
根据所获得的期望用户权系数进行发射波束赋形
S103

图 1



时隙序号	时隙分配	期望用户	干扰用户
时隙 1	上行 1	1、2	1’、2’、3’
时隙 2	上行 2	3、4	4’、5’、6’
时隙 3	上行 3	5、6	7’、8’、9’
时隙 4	下行 1	1、2	1’、2’、3’
时隙 5	下行 2	3、4	4’、5’、6’
时隙 6	下行 3	5、6	7’、8’、9’

图 2

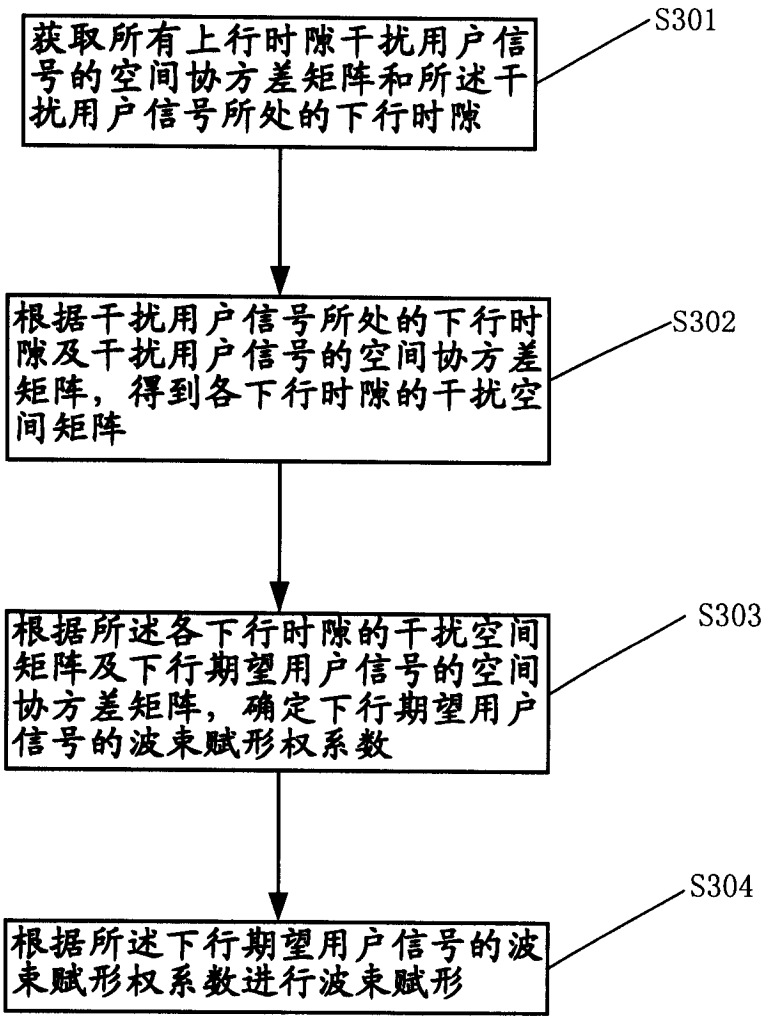

获取所有上行时隙干扰用户信号的空间协方差矩阵和所述干扰用户信号所处的下行时隙
S301
根据干扰用户信号所处的下行时隙及干扰用户信号的空间协方差矩阵，得到各下行时隙的干扰空间矩阵
S302
根据所述各下行时隙的干扰空间矩阵及下行期望用户信号的空间协方差矩阵，确定下行期望用户信号的波束赋形权系数
S303
根据所述下行期望用户信号的波束赋形权系数进行波束赋形
S304

图 3

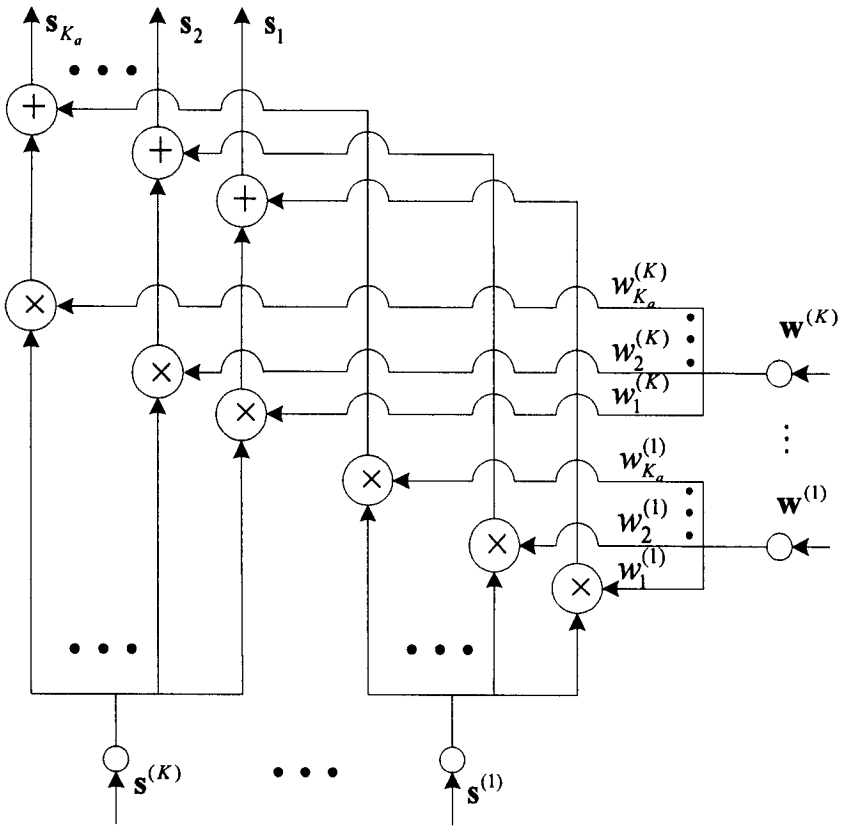
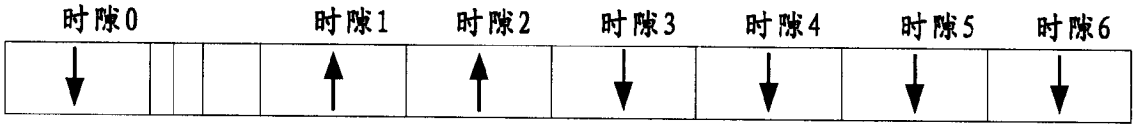

s_{K_a}
s_2
s_1
$w_{K_a}^{(K)}$
$w_2^{(K)}$
$w_1^{(K)}$
$w_{K_a}^{(1)}$
$w_2^{(1)}$
$w_1^{(1)}$
$\mathbf{w}^{(K)}$
$\mathbf{w}^{(1)}$
$\mathbf{s}^{(K)}$
$\mathbf{s}^{(1)}$

图 4



时隙序号	时隙分配	期望用户	测得干扰用户
时隙 1	上行 1	~	1’、2’、3’、4’
时隙 2	上行 2	~	5’、6’、7’、8’、9’
时隙 3	下行 1	1、2、3、4	1’、2’、3’
时隙 4	下行 2	5	4’、5’
时隙 5	下行 3	6	6’、7’、8’
时隙 6	下行 4	6	9’

图 5

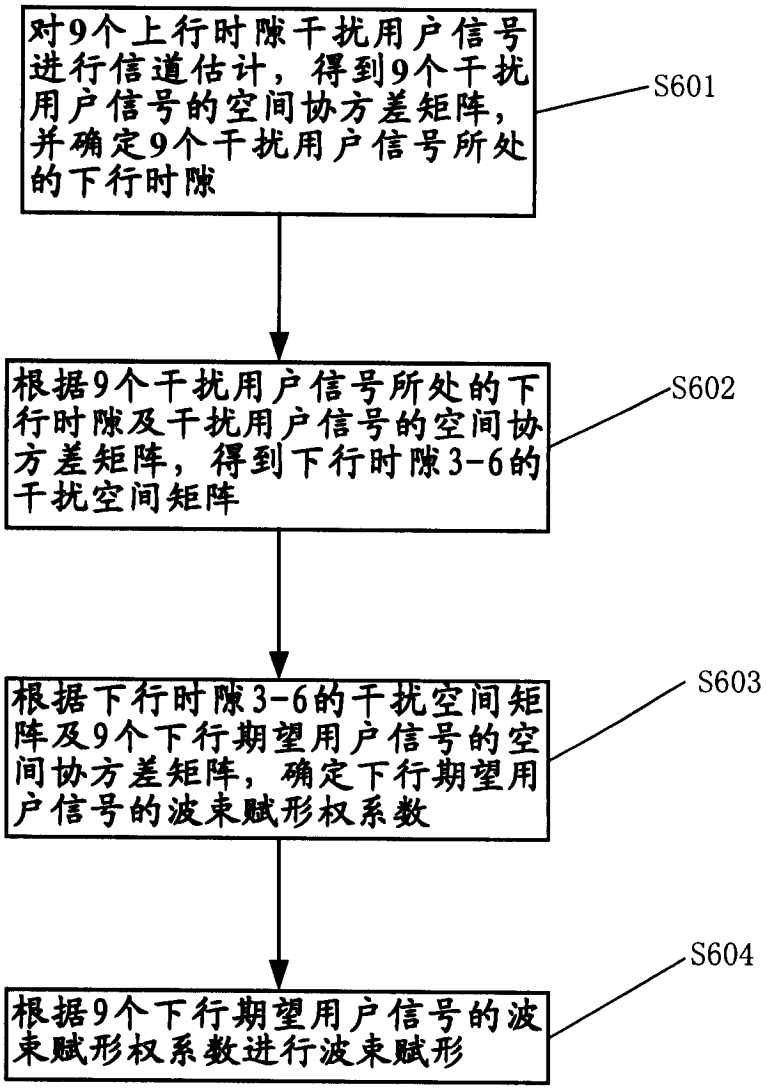

对9个上行时隙干扰用户信号进行信道估计，得到9个干扰用户信号的空间协方差矩阵，并确定9个干扰用户信号所处的下行时隙
S601
根据9个干扰用户信号所处的下行时隙及干扰用户信号的空间协方差矩阵，得到下行时隙3-6的干扰空间矩阵
S602
根据下行时隙3-6的干扰空间矩阵及9个下行期望用户信号的空间协方差矩阵，确定下行期望用户信号的波束赋形权系数
S603
根据9个下行期望用户信号的波束赋形权系数进行波束赋形
S604

图 6