



(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 101860387 B

(45) 授权公告日 2013.06.12

(21) 申请号 200910129291.3

审查员 杨中亮

(22) 申请日 2009.04.09

(73) 专利权人 中兴通讯股份有限公司

地址 518057 广东省深圳市南山区高新技术产业园科技南路中兴通讯大厦法律部

(72) 发明人 王雯芳

(74) 专利代理机构 北京安信方达知识产权代理有限公司 11262

代理人 龙洪 霍育栋

(51) Int. Cl.

H04L 27/26(2006.01)

(56) 对比文件

WO 2004/012359 A2, 2004.02.05,

US 6747594 B2, 2004.06.08,

CN 1535048 A, 2004.10.06,

CN 1917396 A, 2007.02.21,

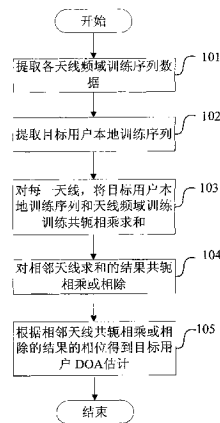
权利要求书2页 说明书7页 附图3页

(54) 发明名称

一种波达角估计的方法和系统

(57) 摘要

本发明提供了一种波达角估计方法,包括:在各天线接收到的频域信号中提取频域训练序列,获取目标用户对应的本地训练序列;将目标用户对应的本地训练序列和天线上提取的所述频域训练序列共轭相乘后求和得到该天线的第一中间值;将相邻天线的第一中间值进行共轭相乘,或者将相邻天线的第一中间值进行相除得到第二中间值;根据第二中间值的相位获取所述目标用户的波达角估计值。本发明还提供了一种波达角估计系统。本发明所述方法,在保证波达角估计精度的前提下大大降低了运算复杂度,可抗同频干扰。



1. 一种波达角估计方法,其特征在于,包括:

在各天线接收到的频域信号中提取频域训练序列,获取目标用户对应的本地训练序列;

将目标用户对应的本地训练序列和天线上提取的所述频域训练序列共轭相乘后求和得到该天线的第一中间值;

将相邻天线的第一中间值进行共轭相乘,或者将相邻天线的第一中间值进行相除,得到第二中间值;

根据第二中间值的相位获取所述目标用户的波达角估计值。

2. 如权利要求 1 所述的方法,其特征在于,所述频域训练序列为正交序列,或者,序列的内积不大于不大于 10^{-k} , k 为一正整数。

3. 如权利要求 1 所述的方法,其特征在于,所述根据第二中间值的相位获取所述目标用户的波达角估计值是指对部分或所有相邻天线得到的第二中间值的相位进行处理得到目标用户的波达角估计值。

4. 如权利要求 1 所述的方法,其特征在于,获取目标用户的波达角估计值 θ_q 的方法如下:

$$\theta_q = \arccos\left(\frac{\text{angle}\left(\sum_{m=1}^{M-1} Z_m\right)}{\pi}\right)$$

或者

$$\theta_q = \arccos\left(\frac{1}{(M-1)} \frac{\sum_{m=1}^{M-1} \text{angle}(Z_m)}{\pi}\right)$$

其中, Z_m 是天线 m 和天线 $m+1$ 的第一中间值进行共轭相乘后得到的第二中间值, M 为天线个数。

5. 如权利要求 1 所述的方法,其特征在于,将目标用户对应的本地训练序列和该天线上提取的所述频域训练序列共轭相乘后求和是指频域训练序列和本地训练序列的共轭进行相乘后求和。

6. 一种波达角估计系统,其特征在于,包括:频域训练序列提取模块、本地训练序列提取模块、第一处理模块,第二处理模块和波达角估计模块,其中,

所述频域训练序列提取模块,用于在各天线接收到的频域信号中提取频域训练序列;

所述本地训练序列提取模块,用于获取目标用户对应的本地训练序列;

所述第一处理模块,用于将目标用户对应的本地训练序列和天线上提取的所述频域训练序列共轭相乘后求和得到该天线的第一中间值;

所述第二处理模块,用于将相邻天线上得到的第一中间值进行共轭相乘,或者将相邻天线上得到的第一中间值进行相除得到第二中间值;

所述波达角估计模块,用于根据第二中间值的相位获取所述目标用户的波达角估计值。

7. 如权利要求 6 所述的系统,其特征在于,所述频域训练序列为正交序列,或者,序列的内积不大于不大于 10^{-k} , k 为一正整数。

8. 如权利要求 6 所述的系统,其特征在于,
 所述第二处理模块,用于获取每一对相邻天线的二中间值,
 所述波达角估计模块,用于对所有相邻天线得到的第二中间值的相位进行处理得到目标用户的波达角估计值。

9. 如权利要求 6 所述的系统,其特征在于,所述波达角估计模块获取目标用户的波达角估计值 θ_q 的方法如下:

$$\theta_q = \arccos\left(\frac{\text{angle}\left(\sum_{m=1}^{M-1} Z_m\right)}{\pi}\right)$$

或者

$$\theta_q = \arccos\left(\frac{1}{(M-1)\pi} \sum_{m=1}^{M-1} \text{angle}(Z_m)\right)$$

其中, Z_m 是天线 m 和天线 $m+1$ 的第一中间值进行共轭相乘后得到的第二中间值, M 为天线个数。

10. 如权利要求 6 所述的系统,其特征在于,所述第一处理模块是通过将频域训练序列和本地训练序列的共轭进行相乘后求和得到第一中间值。

一种波达角估计的方法和系统

技术领域

[0001] 本发明涉及一种波达角 (DOA, Direction Of Arrival) 估计的方法和系统, 尤其涉及正交频分复用多址 (OFDMA) 通信系统中采用智能天线技术的上行链路 DOA 估计方法和系统。

背景技术

[0002] DOA 估计是智能天线技术领域中的重要问题之一。DOA 估计要解决的问题是如何利用天线阵列的输出, 估计出有用信号的方位参数。

[0003] 衡量 DOA 估计方法有两个至关重要的性能指标, 一个是空间分辨率, 该参数反映了估计方法所能区分的各个信号源的最小角度间隔, 分辨率越高越好; 另一个是运算复杂度, 该参数体现出估计方法的可实现性或者说实用性, 复杂度越低越好。

[0004] 如何能获得更高的角度分辨率而又尽量较小运算复杂度是研究者们普遍关心的问题。经典的 MUSIC 算法及其演变得到的各种算法具有较高的精度, 但是这些算法运算复杂度很高。目前的移动通信系统, 智能天线主要应用于基站, 受数字信号处理器处理能力的影响, 这些算法的应用受到了限制。

[0005] 目前许多算法都利用信道估计的空间特征进行估计, 如申请号为 200610074201.1 的国内专利“一种波达角估计和波束赋形的方法”, 该专利给出了一种波达角估计和波束赋形的方法, 根据用户信道估计的协方差矩阵获得上行链路接收功率瞬时值和递归平均值的最大值, 并由此生成该用户的下行链路波束赋形权值, 实现波束赋形。此类算法由于要对协方差矩阵进行计算或者要用到特征值分解, 计算都比较复杂。

[0006] 目前还有一类运算量相对较小的方法, 即搜索匹配的方法, 如申请号为 03121293.X 的国内专利“一种估计固定波束空间到达方向的方法”, 该专利中给出了一种估计固定波束空间 DOA 的方法, 通过将单级搜索改为多级搜索, 形成一种逐步分级细化求 DOA 的估计方法, 该方法相比于前面所给的算法, 在一定程度上降低了运算量, 但当信道的扩展角较大或者有同频干扰时, 算法性能降低。

发明内容

[0007] 本发明要解决的技术问题是提供一种波达角估计的方法和系统, 可以同时达到精度高和运算复杂度低, 并且具有一定的抗同频干扰能力。

[0008] 为了解决上述问题, 本发明提供了一种波达角估计方法, 包括:

[0009] 在各天线接收到的频域信号中提取频域训练序列, 获取目标用户对应的本地训练序列;

[0010] 将目标用户对应的本地训练序列和天线上提取的所述频域训练序列共轭相乘后求和得到该天线的第一中间值;

[0011] 将相邻天线的第一中间值进行共轭相乘, 或者将相邻天线的第一中间值进行相除, 得到第二中间值;

[0012] 根据第二中间值的相位获取所述目标用户的波达角估计值。

[0013] 进一步地,上述方法还可具有以下特点,所述频域训练序列为正交序列,或者,序列的内积不大于不大于 10^{-k} , k 为一正整数。

[0014] 进一步地,上述方法还可具有以下特点,所述根据第二中间值的相位获取所述目标用户的波达角估计值是指对部分或所有相邻天线得到的第二中间值的相位进行处理得到目标用户的波达角估计值。

[0015] 进一步地,上述方法还可具有以下特点,获取目标用户的波达角估计值 θ_q 的方法如下:

$$[0016] \quad \theta_q = \arccos\left(\frac{\text{angle}\left(\sum_{m=1}^{M-1} Z_m\right)}{\pi}\right)$$

[0017] 或者

$$[0018] \quad \theta_q = \arccos\left(\frac{1}{(M-1)} \sum_{m=1}^{M-1} \text{angle}(Z_m)\right)$$

[0019] 其中, Z_m 是天线 m 和天线 $m+1$ 的第一中间值进行共轭相乘后得到的第二中间值, M 为天线个数。

[0020] 进一步地,上述方法还可具有以下特点,将目标用户对应的本地训练序列和该天线上提取的所述频域训练序列共轭相乘后求和是指频域训练序列和本地训练序列的共轭进行相乘后求和。

[0021] 本发明还提供一种波达角估计系统,包括:频域训练序列提取模块、本地训练序列提取模块、第一处理模块,第二处理模块和波达角估计模块,其中,

[0022] 所述频域训练序列提取模块,用于在各天线接收到的频域信号中提取频域训练序列;

[0023] 所述本地训练序列提取模块,用于获取目标用户对应的本地训练序列;

[0024] 所述第一处理模块,用于将目标用户对应的本地训练序列和天线上提取的所述频域训练序列共轭相乘后求和得到该天线的第一中间值;

[0025] 所述第二处理模块,用于将相邻天线上得到的第一中间值进行共轭相乘,或者将相邻天线上得到的第一中间值进行相除,得到第二中间值;

[0026] 所述波达角估计模块,用于根据第二中间值的相位获取所述目标用户的波达角估计值。

[0027] 进一步地,上述系统还可具有以下特点,所述频域训练序列为正交序列,或者,序列的内积不大于不大于 10^{-k} , k 为一正整数。

[0028] 进一步地,上述系统还可具有以下特点,所述第二处理模块,用于获取每一对相邻天线的二中间值,

[0029] 所述波达角估计模块,用于对所有相邻天线得到的第二中间值的相位进行处理得到目标用户的波达角估计值。

[0030] 进一步地,上述系统还可具有以下特点,所述波达角估计模块获取目标用户的波达角估计值 θ_q 的方法如下:

$$[0031] \quad \theta_q = \arccos\left(\frac{\text{angle}\left(\sum_{m=1}^{M-1} Z_m\right)}{\pi}\right)$$

[0032] 或者

$$[0033] \quad \theta_q = \arccos\left(\frac{1}{(M-1)\pi} \sum_{m=1}^{M-1} \text{angle}(Z_m)\right)$$

[0034] 其中, Z_m 是天线 m 和天线 $m+1$ 的第一中间值进行共轭相乘后得到的第二中间值, M 为天线个数。

[0035] 进一步地, 上述系统还可具有以下特点, 所述第一处理模块是通过将频域训练序列和本地训练序列的共轭进行相乘后求和得到第一中间值。

[0036] 采用本发明所述方法, 与现有技术相比, 没有使用信道协方差矩阵和特征分解, 也无须进行多次搜索, 在保证波达角估计精度的前提下大大降低了运算复杂度; 并且由于使用的是正交或近似正交的训练序列, 因此该算法在有同频干扰的情况下依然能够实现波达角的准确估计。

附图说明

[0037] 图 1 是本发明 DOA 估计方法的流程图;

[0038] 图 2 是本发明实施例 DOA 估计方法流程图;

[0039] 图 3 是本发明 DOA 估计方法的系统实现框图。

具体实施方式

[0040] 下面结合附图对技术方案的实施作进一步的详细描述。

[0041] 本发明的思路是: 接收端对接收到的数据进行 FFT(快速傅立叶变换)到频域后, 提取各个天线训练序列子载波上对应的频域训练序列; 对每一天线, 将天线上频域训练序列和目标用户的本地训练序列对应共轭相乘后求和; 将相邻天线的结果进行共轭相乘, 根据相乘结果的相位得到该目标用户的 DOA 估计; 用其它目标用户的训练序列重复以上步骤, 直至得到所有目标用户的 DOA 估计。

[0042] 本发明提出一种波达角估计方法, 如图 1 所示, 包括如下步骤:

[0043] 步骤 101, 从基站各个天线接收到的频域信号中训练序列对应的载波位置提取各个天线接收到的频域训练序列;

[0044] 步骤 102, 基站获取需要处理的目标用户对应的本地训练序列;

[0045] 步骤 103, 将当前目标用户的本地训练序列和步骤 101 中提取出的天线上的频域训练序列进行共轭相乘后求和得到第一中间值;

[0046] 步骤 104, 对相邻天线得到的第一中间值进行共轭相乘, 或者进行相除, 得到第二中间值;

[0047] 步骤 105, 根据第二中间值的相位获得当前目标用户的波达角估计值。

[0048] 其中, 对每一天线, 得到一第一中间值, 对每对相邻天线得到一第二中间值, 根据所有相邻天线的第二中间值的相位进行处理得到当前目标用户的波达角估计值。也可以进行简化处理, 比如, 只根据系统中的部分相邻天线的第二中间值得到目标用户的波达角估

计值。

[0049] 如果存在多个目标用户,则可进行如下处理:

[0050] 1) 当所有目标用户的发送训练序列都在相同的位置,不同用户之间相互干扰时,对所有目标用户,只需要提取一次频域训练序列,即只执行步骤 101 一次,分为:

[0051] A. 处理完一个目标用户后,只需重复执行步骤 102 至步骤 105,获得其他目标用户的波达角估计;

[0052] B. 步骤 102 中获取所有目标用户对应的本地训练序列,在处理完一个目标用户后,重复执行步骤 103 至 105,获得其他目标用户的波达角估计。

[0053] 2) 如果不同目标用户之间互不干扰,那么它们的训练序列就会占用不同的位置,此时就需要对每个目标用户分别提取其频域训练序列,即处理完一个目标用户后,重复执行步骤 101 至步骤 105。

[0054] 存在多个目标用户时,需要获取总的目标用户数,当处理完所有目标用户时,流程结束。

[0055] 下面通过一具体实施例进一步说明本发明。图 2 是本发明实施例 DOA 估计方法的流程图,包括:

[0056] 步骤 201,接收端将经过 FFT 后的多天线频域训练序列提取出来,此处设智能天线采用均匀分布的线阵,阵元数为 M。

[0057] 训练序列可以占用一个符号或多个符号,在每个符号内,可以占用一个符号内全部有用的子载波,也可以占用一个符号内部分有用子载波。这些序列满足在频域正交或者近似正交的条件。

[0058] 近似正交是指序列的内积不大于 10^{-k} , k 为一正整数。

[0059] 以 802. 16e 标准中规定的 A 类型 Cyclic 方式的 Sounding 序列为例,定义 b_k 是 Sounding 序列所在 OFDMA 符号上有用子载波的复系数, $0 \leq k \leq N_{used}-1$, N_{used} 是不同 FFT 方式下指定给有用子载波的值,这样 MS(移动终端)发射的信号可以定义为:

$$[0060] \quad s(t) = \operatorname{Re} \left\{ e^{j2\pi f_c t} \cdot \sum_{\substack{k=0 \\ k \neq \frac{N_{used}-1}{2}}}^{(N_{used}-1)} b_k \cdot e^{j2\pi (k \frac{N_{used}-1}{2}) \Delta f (t-T_g)} \right\} \quad (1)$$

[0061] 对于 CSIT capability A,如果 separability type 为 0,则发射设备 (MS or MS 天线) 所用的序列 b_k 与索引 n 的关系定义如下

[0062]

$$b_k = \begin{cases} \left[2 \cdot \left(\frac{1}{2} - G[k+u+offset_D(fft)] \bmod 2048 \right) \right] e^{-j \frac{2\pi n k}{P}} & k \in B, k \neq \frac{N_{used}-1}{2} \\ 0 & \text{其他 (otherwise)} \end{cases} \quad (2)$$

[0063] 其中:

[0064] k 是载波索引, $0 \leq k \leq N_{used}-1$, N_{used} 是 sounding 符号的有用子载波个数;

[0065] G(x) 是 Gloay 序列,定义见 802. 16e 标准表 315e ($0 \leq x \leq 2047$);

[0066] P 是最大循环移位索引（来自于 sounding 指令）；

[0067] n 是指定的循环移位索引（来自于 sounding 指令），从 0 到 P-1；

[0068] B 是根据 sounding 指令分配的子载波 /bands 组；

[0069] u 是 802.16e 标准中规定的 PAPR reduction（降低峰值平均功率比），safety zone（安全域）和 sounding zone allocation IE（sounding 域配置信元）中定义的移位值（ $0 \leq u \leq 127$ ）；

[0070] fft 是 FFT 变换的点数；

[0071] offsetD(fft) 是标准中对应表 315g 指定的一个 FFT 下的偏移。

[0072] 步骤 202, 获取当前存在的目标用户数和每个目标用户对应的本地训练序列。

[0073] 如果当前目标用户数和每个目标用户对应的本地训练序列是固定的, 则根据系统的设置可以直接得到; 如果当前目标用户数和每个目标用户对应的本地训练序列是未知的, 则需要用目前已有的方法获得这两个参数, 比如采用搜索匹配等方法。

[0074] 步骤 203, 准备对所有的目标用户进行处理, 首先设置一个变量 n 统计已经处理的用户数, 将该变量初始化为零。

[0075] 步骤 204, 判断所有的目标用户是否处理完毕, 此处用已经处理的用户数和目标用户数进行比较, 已经处理的用户数大于等于目标用户数则表示所有的用户处理完毕, 结束; 否则, 执行步骤 205;

[0076] 步骤 205, 对每个天线, 将目标用户 n 的本地训练序列和步骤 201 中提取出的天线上的训练序列的共轭相乘求和, 用于该目标用户的 DOA 估计处理。

[0077] 设用作 DOA 估计的 Sounding 序列长度为 P, 总的目标用户数为 N, 用户索引为 n ($1 \leq n \leq N$), 目标用户 n 频域第 p 个子载波发送的信号为 $s_{p,n}$, 目标用户 n 的 DOA 为 θ_n , 天线间隔为波长的一半, 则第 m 根智能天线上第 p 个子载波接收到的数据为

$$[0078] \quad Y_{m,p} = \sum_{n=1}^N s_{p,n} \exp(-j\pi(m-1)\cos\theta_n) + w_{m,p} \quad (3)$$

[0079] 其中, $w_{m,p}$ 是服从均值为零, 方差为 σ^2 的高斯白噪声。

[0080] 设发送的用户索引为 q, 对应的本地训练序列为

$$[0081] \quad C_q = \{c_{q,1}, c_{q,2}, \dots, c_{q,p}\} \quad (4)$$

[0082] 其中, $|c_{q,p}| = 1$, $q \in [1, N]$, $p \in [1, P]$ 。

[0083] 将接收到的频域训练序列和本地训练序列的共轭相乘, 在长度 P 范围内求和, 得到

$$[0084] \quad Q_m = \sum_{p=1}^P c_{q,p}^* Y_{m,p}$$

$$[0085] \quad = \sum_{p=1}^P c_{q,p}^* \left[\sum_{n=1}^N s_{p,n} \exp(-j\pi(m-1)\cos\theta_n) + w_{m,p} \right]$$

$$[0086] \quad = \sum_{p=1}^P c_{q,p}^* s_{p,q} \exp(-j\pi(m-1)\cos\theta_q) + \sum_{p=1}^P c_{q,p}^* \sum_{n=1, n \neq q}^N s_{p,n} \exp(-j\pi(m-1)\cos\theta_n) \quad (5)$$

$$[0087] \quad = P \cdot \exp(-j\pi(m-1)\cos\theta_q) + \sum_{n=1, n \neq q}^N \exp(-j\pi(m-1)\cos\theta_n) \sum_{p=1}^P c_{q,p}^* s_{p,n}$$

[0088] 以上的推导中用到了噪声和用户信号不相关的性质。

[0089] 如果不同用户的训练序列正交或者近似正交,则

$$[0090] \quad \sum_{p=1}^P c_{q,p}^* s_{p,n} = 0, \text{ 或者 } \sum_{p=1}^P c_{q,p}^* s_{p,n} \approx 0, n \in [1, N], n \neq q \quad (6)$$

[0091] 将式 (6) 代入式 (5) 得到

$$[0092] \quad Q_m = P \cdot \exp(-j \pi (m-1) \cos \theta_q) \quad (7)$$

[0093] 步骤 206, 将步骤 205 中相邻天线上得到的结果进行共轭相乘;

[0094] 由式 (7) 同理可以得到经过步骤 205 处理后, 第 $m+1$ 根天线上的结果为

$$[0095] \quad Q_{m+1} = P \cdot \exp(-j \pi (m) \cos \theta_q) \quad (8)$$

[0096] 将 Q_m 和 Q_{m+1} 共轭相乘, 得到

$$[0097] \quad Z_m = Q_m Q_{m+1}^* = P^2 \cdot \exp(j \pi \cos \theta_q) \quad (9)$$

[0098] 其中, $m = 1, 2, \dots, M-1$ 。

[0099] 或者, 还可以用 Q_m 和 Q_{m+1} 相除,

$$[0100] \quad Z_m = \frac{Q_m}{Q_{m+1}} = \exp(j \pi \cos \theta_q)$$

[0101] 步骤 207, 根据步骤 206 结果的相位信息得到目标用户对应的 DOA 估计。

[0102] 根据步骤 206 所得到的结果公式 (9) 可以看出, Z_m 的相位仅与目标用户的 DOA 相关, 因此根据该相位可以得到目标用户的 DOA 估计, 具体估计方法本发明不作限定。

[0103] 例如可以采用以下两种估计 θ_q 的方法:

[0104] 第一种: 先对所有的 Z_m 求和, 再根据和的相位求 θ_q , 即

$$[0105] \quad \theta_q = \arccos\left(\frac{\text{angle}\left(\sum_{m=1}^{M-1} Z_m\right)}{\pi}\right) \quad (10)$$

[0106] 第二种: 先求每个 Z_m 的相位, 再对相位求和取平均, 即

$$[0107] \quad \theta_q = \arccos\left(\frac{1}{(M-1)} \sum_{m=1}^{M-1} \text{angle}(Z_m)\right) \quad (11)$$

[0108] 也可以通过查表的方法获得 θ_q , 即先对所有的 Z_m 求和, 根据求和的结果查表得到相位, 或者, 先对每个 Z_m 查表得到相位, 再对各相位求和取平均, 本发明对此不作限定。

[0109] 在式 (10) 或 (11) 中, 也可以使用部分 Z_m 估计 θ_q 。

[0110] 步骤 208: 将已处理目标用户数 n 加 1, 转步骤 204。

[0111] 其中, 步骤 206 中, 也可以是 $Z_m = Q_m^* Q_{m+1} = P^2 \cdot \exp(-j \pi \cos \theta_q)$, 或者, $Z_m = Q_{m+1}/Q_m = \exp(-j \pi \cos \theta_q)$, 此时步骤 207 中, 则 (10) (11) 中公式的最外层括号内为负值, 即为:

$$[0112] \quad \theta_q = \arccos\left(-\frac{\text{angle}\left(\sum_{m=1}^{M-1} Z_m\right)}{\pi}\right) \quad (12)$$

$$[0113] \quad \theta_q = \arccos\left(-\frac{1}{(M-1)} \sum_{m=1}^{M-1} \text{angle}(Z_m)\right) \quad (13)$$

[0114] 根据本发明思想, 步骤 206 中还可进行其他变形, 只要使得 $Q_m = P \cdot \exp(-j \pi (m-1) \cos \theta_q)$ 进行处理后其相位仅与 θ_q 相关即可。

[0115] 步骤 205 中,也可以将本地训练序列和接收到的频域训练序列的共轭进行相乘后求和得到 Q_m ,则后续计算方法需要进行相应调整。

[0116] 图 3 是本发明 DOA 估计系统框图。本发明提出的 DOA 估计系统包括频域训练序列提取模块 301、本地训练序列提取模块 302、第一处理模块 303,第二处理模块 304 和波达角估计模块 305,其中,

[0117] 频域训练序列提取模块 301,用于在各天线接收到的频域信号中提取频域训练序列;

[0118] 本地训练序列提取模块 302,用于获取目标用户对应的本地训练序列;

[0119] 第一处理模块 303,用于将目标用户对应的本地训练序列和天线上提取的所述频域训练序列共轭相乘后求和得到该天线的第一中间值;

[0120] 第二处理模块 304,用于将相邻天线上得到的第一中间值进行共轭相乘,或者将相邻天线上得到的第一中间值进行相除得到第二中间值;进一步地,第二处理模块用于对所有相邻天线的第一中间值进行处理得到第二中间值;

[0121] 所述波达角估计模块 305,用于根据第二中间值的相位获取目标用户的波达角估计值;进一步地,波达角估计模块用于对所有相邻天线得到的第二中间值的相位进行处理获取目标用户的波达角估计值。

[0122] 需要说明的是,上述方法实施例中描述的多个细节同样适用于系统实施例,因此省略了对相同或相似部分的重复描述。

[0123] 综上所述,借助于本发明,无须计算信道的协方差矩阵或者特征分解,也无须进行多次搜索,就可以在保证波达角估计精度的前提下大大降低运算的复杂度;而且由于使用的是近似正交或正交的训练序列,因此该算法在有同频干扰的情况下依然能够实现 DOA 的准确估计。

[0124] 以上所述仅为本发明的优选实施例而已,并不用于限制本发明,对于本领域的技术人员来说,本发明可以有各种更改和变化。凡在本发明的精神和原则之内,所作的任何修改、等同替换、改进等,均应包含在本发明的保护范围之内。

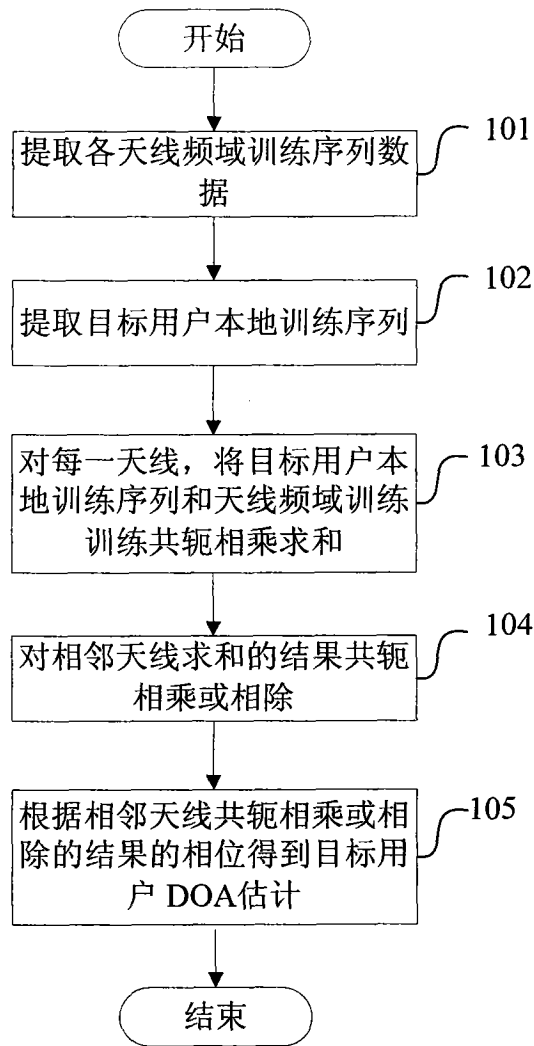


图 1

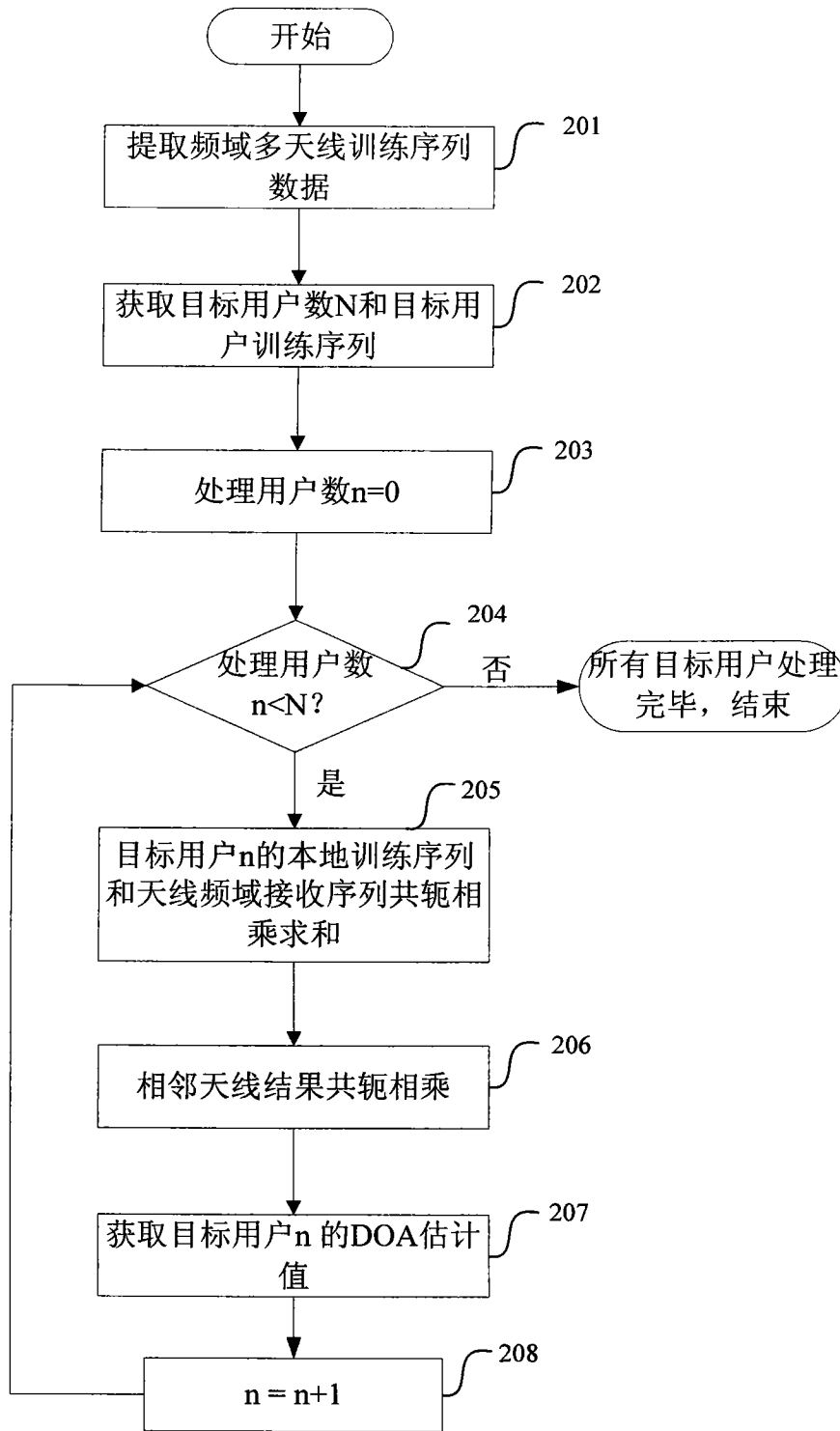


图 2

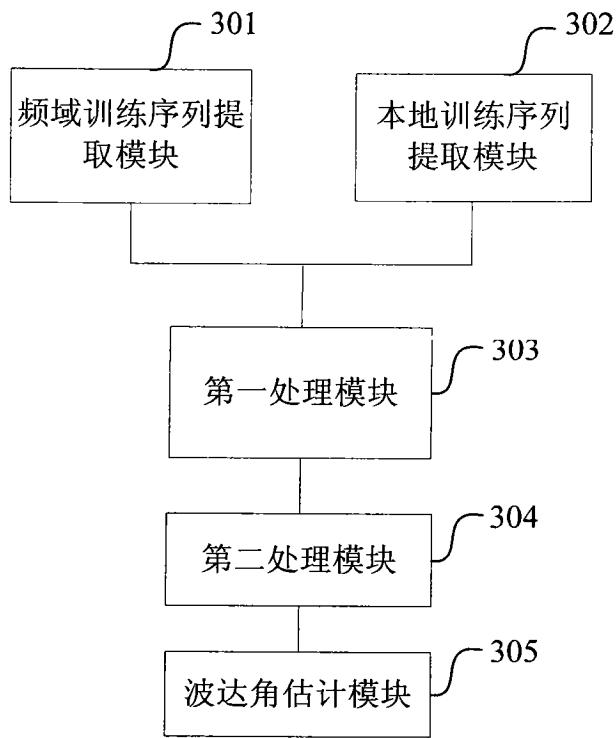


图 3