



[12] 发明专利申请公开说明书

[21] 申请号 03149688.1

H04Q 7/20 H04B 7/26
H01Q 21/00

[43] 公开日 2004 年 3 月 10 日

[11] 公开号 CN 1481100A

[22] 申请日 2003.8.6 [21] 申请号 03149688.1

[71] 申请人 北京交通大学

地址 100044 北京市海淀区西直门外上园村 3 号

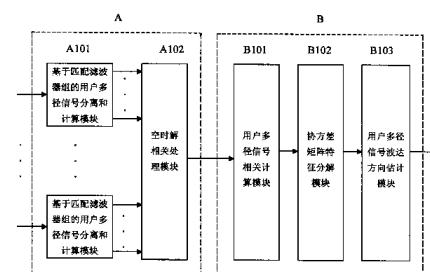
[72] 发明人 杨维 陈俊仕 谈振辉 程时昕

权利要求书 1 页 说明书 8 页 附图 3 页

[54] 发明名称 空时解相关码分多址多径信号波达方向估计方法和装置

[57] 摘要

一种空时解相关码分多址多径信号波达方向估计方法和装置，首先利用阵列天线阵元后接的匹配滤波器组进行用户多径信号的分离和计算异步多径信道下匹配滤波器组的输出，其次对匹配滤波器组的输出进行空时联合解相关处理，然后利用用户解耦多径信号估计用户多径信号的协方差矩阵，之后再进行协方差矩阵特征分解的计算，最后实现基于主特征矢量的用户多径信号波达方向估计。装置包括：用户多径信号的空时解相关处理器(A)和用户多径信号波达方向估计器(B)两部分。该方法和装置非常适合于采用空时解相关检测技术的阵列天线 CDMA 系统用户多径信号波达方向的精确估计。



1. 一种空时解相关码分多址多径信号波达方向估计方法，其特征在于首先利用阵列天线阵元后接的匹配滤波器组进行用户多径信号的分离和计算异步多径信道下匹配滤波器组的输出，其次对匹配滤波器组的输出进行空时联合解相关处理，然后利用用户解藕多径信号估计用户多径信号的协方差矩阵，之后再进行协方差矩阵特征分解的计算，最后实现基于协方差矩阵特征分解主特征矢量的用户多径信号波达方向估计。

2. 根据权利要求 1 所述的空时解相关码分多址多径信号波达方向估计方法，其特征在于匹配滤波器组输出的计算是利用异步多径信道下传输信号特征波形的相关联特性实现的。

3. 根据权利要求 1 所述的空时解相关码分多址多径信号波达方向估计方法，其特征在于空时联合解相关处理是基于空时联合相关矩阵的逆实现的。

4. 据权利要求 1 所述的空时解相关码分多址多径信号波达方向估计方法，其特征在于用户解藕多径信号协方差矩阵的估计是利用长处理窗法实现的。

5. 据权利要求 1 所述的空时解相关码分多址多径信号波达方向估计方法，其特征在于利用基于主特征矢量的多重信号分类法估计用户多径信号波达方向。

6. 一种空时解相关码分多址多径信号波达方向估计装置，其特征在于该装置由用户多径信号的空时解相关处理器（A）和用户多径信号波达方向估计器（B）两部分组成，空时解相关处理器（A）的输入端接阵列天线基带采样信号的输入，空时解相关处理器（A）的输出端接用户多径信号波达方向估计器（B）的输入端。

7. 据权利要求 6 所述空时解相关码分多址多径信号波达方向估计装置，其特征在于空时解相关处理器（A）包括基于匹配滤波器组的用户多径信号分离和计算模块(A101)和空时解相关处理模块(A102)，用户多径信号波达方向估计器（B）包括用户多径信号相关矩阵计算模块(B101)，协方差矩阵特征分解模块(B102)、用户多径信号波达方向估计模块(B103)，其中基于匹配滤波器组的用户多径信号分离和计算模块(A101)、空时解相关处理模块(A102)、用户多径信号相关矩阵计算模块(B101)、协方差矩阵特征分解模块(B102)、用户多径信号波达方向估计模块(B103)依次顺序串联连接。

空时解相关码分多址多径信号波达方向估计方法和装置

技术领域

本发明属于码分多址 CDMA 蜂窝通信系统领域。

背景技术

CDMA 蜂窝通信技术以其频率规划简单、系统容量大、抗多径能力强、通信质量好、电磁干扰小等特点显示出巨大的发展潜力，是未来移动通信的主流技术。特别是如果在 CDMA 系统中使用阵列天线可以显著地改善系统的容量、频谱效率、通信质量和覆盖范围和提供高精度的无线定位服务。在阵列天线 CDMA 系统中用户多径信号的波达方向估计对下行链路的波束形成、减小干扰和基于角度估计的用户无线定位技术具有重要作用，是阵列天线 CDMA 系统的关键技术之一。

在过去的几十年中，提出了许多基于天线阵列的信号波达方向 DOA 估计算法，通常称为传统的 DOA 估计算法。传统的 DOA 估计算法如多重信号分类法 MUSIC 和借助旋转不变技术估计信号参数 ESPRIT 算法要求天线阵列的阵元数多于信号源数，并且信号源在空间上不能重叠，否则天线阵列无法对信号源的 DOA 进行有效估计。

CDMA 系统的上行信道通常为异步多径信道，用户工作在相同的频段。一个典型蜂窝小区内通常有几十个用户，每一个用户的信号又会产生多条子路径，使得传统的基于天线阵列的 DOA 估计算法不能直接应用于阵列天线 CDMA 系统中。

发明内容

本发明所解决的技术问题是，提出一种空时解相关码分多址多径信号波达方向估计方法和装置。该方法可以有效分辨和精确地估计用户多径信号的波达方向。本发明提出的基于上述方法的装置非常适合于采用空时解相关检测技术的阵列天线 CDMA 系统用户多径信号波达方向的精确估计。

本发明的技术方案一空时解相关码分多址多径信号波达方向估计方法：

首先利用阵列天线阵元后接的匹配滤波器组进行用户多径信号的分离和计算异步多径信道下匹配滤波器组的输出，其次对匹配滤波器组的输出进行空时联合解相关处理，然后利用用户解耦多径输出信号估计用户多径信号的协方差矩阵，之后再进行协方差矩阵特征分解的计算，最后实现基于协方差矩阵特征分解主特征矢量的用户多径信号波达方向估计。

其过程如下：

首先基于匹配滤波器组对用户多径信号进行分离和计算匹配滤波器组的输出：利用匹配滤波器组对用户多径信号进行有效的分离和利用异步多径信道下传输信号特征波形的相关联特性计算匹配滤波器组的输出。

其次进行空时解相关处理：对匹配滤波器组输出的期望用户多径信号进行空时解相关处理，消除其他多径信号的干扰，并得到消除其他多径干扰的用户多径信号解相关或解耦输出，空时联合解相关处理是基于空时联合相关矩阵的逆实现的。

然后估计协方差矩阵：对消除其他多径干扰的期望用户解耦多径信号求协方差矩阵的估计，得到期望用户解耦多径信号协方差矩阵的估计，用户解耦多径信号协方差矩阵的计算利用的是长处理窗法。

之后，对所计算出用户解耦多径信号协方差矩阵进行特征分解，求出对应最大特征值的主特征矢量。

最后，实现用户多径信号波达方向估计：在求出主特征矢量后，利用基于主特征矢量的多重信号分类法估计用户多径信号波达方向。

空时解相关码分多址多径信号波达方向估计装置。该装置包括：用户多径信号的空时解相关处理器 A 和用户多径信号波达方向估计器 B 两部分，空时解相关处理器 A 的输入端接阵列天线基带采样信号的输入，空时解相关处理器 A 的输出端接用户多径信号波达方向估计器 B 的输入端。

以下对发明中的各个组成分别加以论述。

1. 空时解相关处理

A. 基于匹配滤波器组的用户多径信号分离和计算

1) 阵列的接收信号

考察一个上行异步多径信道阵列天线 CDMA 系统，假设移动信道为频率选择性慢衰落信道，信道的相关时间远大于符号周期。假设系统中某个蜂窝小区有 K 个用户在通过各自的多径信道发射 BPSK 信号。这样，第 k 个用户所发射的一个 N 比特信号可以表示为：

$$x_k(t) = A_k \sum_{n=0}^{N-1} b_k(n) c_k(t - nT_b), \quad k = 1, \dots, K \quad [\text{公式 1}]$$

式中， A_k 表示第 k 个用户信号的幅度， $b_k(n) \in \{-1, +1\}$ 表示第 k 个用户等概传输的第 n 比特信号， $c_k(t)$ 表示第 k 个用户的扩频波形，有

$$c_k(t) = \sum_{g=0}^{G-1} c_{kg} p(t - gT_c) \quad [\text{公式 2}]$$

式中， $c_{kg} \in \{-1, +1\}$ ($g = 0, \dots, G-1$) 为其扩频码， $p(t)$ 是宽度为 T_c 的切普脉冲， T_b 是比特间隔时间， G 是定义为 $G = T_b / T_c$ 的扩频增益，其扩频波形具有归一化的能量，即 $\int_0^T |c_k(t)|^2 dt = 1$ 。同样，假设每个用户所发射的信息比特是独立的，不同用户的信息比特也是独立的。

假设基站阵列天线有 M 个阵元，用户移动终端采用单天线。这样，第 k 个用户发射机与基站接收机间的基带多径信道可以用单输入多输出 SIMO 信道表示，其脉冲响应矢量为

$$\mathbf{h}_k(t) = \sum_{l=1}^L \alpha_{k,l}(t) \mathbf{a}_{k,l}(\theta_{k,l}(t)) \delta(t - \tau_{k,l}) \quad [\text{公式 3}]$$

其中， L 为每个用户的多径数， $\alpha_{k,l}$ 和 $\tau_{k,l}$ 分别是第 k 个用户第 l 径信号的复衰减和时延， $\mathbf{a}_{k,l}(\theta_{k,l}(t)) = [a_{k,l,1}(\theta_{k,l}(t)), \dots, a_{k,l,M}(\theta_{k,l}(t))]^T / \sqrt{M}$ 是对应第 k 个用户第 l 径信号波达方向为 $\theta_{k,l}(t)$ 的阵列矢量。

这样，基站阵列天线接收到总的信号为

$$\begin{aligned}\mathbf{r}(t) &= \sum_{k=0}^K \mathbf{x}_k(t) * \mathbf{h}_k(t) + \mathbf{w}(t) \\ &= \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{k=1}^K A_k b_k(n) \sum_{l=1}^L \alpha_{k,l} \mathbf{a}_{k,l,m} s_k(t - nT_b - \tau_{k,l}) + \mathbf{w}(t)\end{aligned}\quad [\text{公式 4}]$$

其中， $*$ 表示卷积， $\mu_{k,l} = A_k \alpha_{k,l}$ 是所接收的第 k 个用户第 l 径信号的复幅度， $\mathbf{w}(t)$ 是均值为 0，协方差矩阵为 $\sigma^2 \mathbf{I}_M$ 的加性白高斯噪声矢量， \mathbf{I}_M 是 $M \times M$ 的单位矩阵。

2) 匹配滤波器组输出的计算

用 $r_m(t)$ 表示阵列天线第 m 个阵元接收的信号。从公式 4，第 m 个阵元接收的信号矢量可以表示为

$$r_m(t) = \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{k=1}^K A_k b_k(n) \sum_{l=1}^L c_{k,l,m} s_k(t - nT_b - \tau_{k,l}) + w_m(t), \quad m = 1, \dots, M \quad [\text{公式 5}]$$

其中， $c_{k,l,m} = \alpha_{k,l} \mathbf{a}_{k,l,m}$ 为包括复衰减与波达方向的复增益。

所有用户及其多径成分在阵列天线所有阵元匹配滤波器组的输出对检测数字符号可提供充分的统计信息。在 $t \in [nT_b, (n+1)T_b)$ 时间间隔匹配于阵元 m 上第 k 个用户第 l 径扩频波形的采样输出为

$$y_{k,l,m}^{(n)} = \int_{nT_b + \tau_{k,l}}^{(n+1)T_b + \tau_{k,l}} r_m(t) s_k(t - nT_b - \tau_{k,l}) dt \quad [\text{公式 6}]$$

假设任何用户的时延扩展最大不超过 P 个符号间隔， P 为正整数，有

$$\tau_{k,l} \leq P \cdot T_s, \quad 1 \leq k \leq K; 1 \leq l \leq L \quad [\text{公式 7}]$$

这表示阵列天线所接收到的信号将在长度为 $N = 2P + 1$ 的处理窗内进行处理。为解调第 k 用户的第 n 符号，在每个天线阵元对应每一径的用户匹配滤波器输出即公式 6 可以再写为

$$y_{k,l,m}^{(n)} = \sum_{i=-P}^P \sum_{k'=1}^K A_{k'} b_{k'}(n+i) \sum_{l'=1}^L c_{k',l',m} R_{(k,l),(k',l'),m}(i) + w_{k,l,m}(n), \quad l = 1, \dots, L; m = 1, \dots, M$$

[公式 8]

其中， $R_{(k,l),(k',l'),m}(i)$ 是阵元 m 上用户延迟信号波形的互相关，其定义为

$$R_{(k,l),(k',l'),m}(i) = \int_{-\infty}^{\infty} s_k(t - nT_b - \tau_{k,l,m}) s_{k'}(t - nT_b + iT_b - \tau_{k',l',m}) dt \quad [\text{公式 9}]$$

$w_{k,l,m}(n)$ 表示阵元 m 上对第 k 用户第 l 径在符号 n 其间的采样噪声匹配滤波输出

$$w_{k,l,m}(n) = \int_{nT_b + \tau_{k,l}}^{(n+1)T_b + \tau_{k,l}} w_m(t) s_k(t - nT_b - \tau_{k,l}) dt \quad [\text{公式 10}]$$

$\{w_{k,l,m}(n)\}$ 为均值为 0 的复高斯随机过程，其协方差为

$$E\{w_{k,l,m}(n)w_{k',l',m'}(n')^H\} = \begin{cases} 0, & \text{if } m \neq m' \text{ or } |n - n'| > P \\ R_{(k,l),(k',l')}^{(n-n')}, & \text{其它} \end{cases} \quad [\text{公式 11}]$$

现在定义 $t \in [nT_b, (n+1)T_b]$ 间的符号矢量

$$\mathbf{b}^{(n)} \stackrel{\text{def}}{=} (b_1^{(n)}, b_2^{(n)}, \dots, b_K^{(n)})^T \in \Xi^K$$

因此，在一个处理窗范围序连的接收信号可以表示为

$$\mathbf{b} = ((b^{(n-p)})^T, \dots, (b^{(n)})^T, \dots, (b^{(n+p)})^T)^T \in \Xi^{NK}$$

类似地，定义阵元 m 上在符号 n 间的采样匹配滤波输出矢量为

$$\mathbf{y}_{k,m}^{(n)} = (y_{k,1,m}^{(n)}, y_{k,2,m}^{(n)}, \dots, y_{k,L,m}^{(n)})^T \in C^L \quad [\text{公式 12}]$$

$$\mathbf{y}_m^{(n)} = ((\mathbf{y}_{1,m}^{(n)})^T, (\mathbf{y}_{2,m}^{(n)})^T, \dots, (\mathbf{y}_{K,m}^{(n)})^T)^T \in C^{KL} \quad [\text{公式 13}]$$

它们在一个处理窗范围的序连为

$$\mathbf{y}_m = ((\mathbf{y}_m^{(n-p)})^T, \dots, (\mathbf{y}_m^{(n)})^T, \dots, (\mathbf{y}_m^{(n+p)})^T)^T \in C^{NKL} \quad [\text{公式 14}]$$

这样，阵元 m 上总的匹配滤波采样输出可以矩阵的符号表示为

$$\mathbf{y}_m = \mathbf{R}_m \mathbf{C}_m \mathbf{A}_m \mathbf{b} + \mathbf{w}_m \quad [\text{公式 15}]$$

其中，互相关矩阵 \mathbf{R}_m 可以表示为

$$\mathbf{R}_m = \begin{pmatrix} \mathbf{R}_m(0) & \mathbf{R}_m(-1) & \mathbf{R}_m(-2) & \cdots & 0_k \\ \mathbf{R}_m(1) & \mathbf{R}_m(0) & \mathbf{R}_m(-1) & \cdots & 0_k \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0_k & 0_k & 0_k & \cdots & \mathbf{R}_m(0) \end{pmatrix} \in C^{NKL \times NKL}$$

$$\mathbf{R}_m(i) = \begin{pmatrix} \mathbf{R}_{1,1,m}(i) & \mathbf{R}_{1,2,m}(i) & \cdots & \mathbf{R}_{1,K,m}(i) \\ \mathbf{R}_{2,1,m}(i) & \mathbf{R}_{2,2,m}(i) & \cdots & \mathbf{R}_{2,K,m}(i) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{R}_{K,1,m}(i) & \mathbf{R}_{K,2,m}(i) & \cdots & \mathbf{R}_{K,K,m}(i) \end{pmatrix} \in C^{KL \times KL}$$

其中，矩阵 $\mathbf{R}_{k,k',m(i)} \in R^{L \times L}$ 是互相关矩阵，其元素 $R_{(k,l),(k',l'),m}(i)$ 的定义与公式 9 相同。

因为 $\tau_{k,l} \leq P \cdot T_b$ 和在 $[0, T_b]$ 外 $s_k(t)$ 为 0，所以有

$$\mathbf{R}_m(i) = 0, \forall |i| > P$$

$$\mathbf{R}_m(-i) = \mathbf{R}_m^T(i)$$

信道矩阵 \mathbf{C}_m 可以由下式表示

$$\mathbf{C}_m = \text{diag}(\mathbf{C}_m^{(n-p)}, \mathbf{C}_m^{(n-p+1)}, \dots, \mathbf{C}_m^{(n+p)})^T \in C^{NKL \times NK}$$

$$\mathbf{C}_m^{(n)} = \text{diag}(\mathbf{c}_{1,m}^{(n)}, \mathbf{c}_{2,m}^{(n)}, \dots, \mathbf{c}_{K,m}^{(n)}) \in C^{KL \times K}$$

$$\mathbf{c}_{k,m}^{(n)} = (c_{k,1}^{(n)}, c_{k,2}^{(n)}, \dots, c_{k,L}^{(n)})^T \in C^L.$$

信号幅度矩阵可以表示为

$$\mathbf{A}_m = \text{diag}(\mathbf{A}_1, \mathbf{A}_2, \dots, \mathbf{A}_m) \in C^{NK \times NK}$$

$$\mathbf{A}_m = \text{diag}(A_1, A_2, \dots, A_K) \in C^{K \times K}$$

用 \mathbf{w}_m 表示阵元 m 上匹配滤波器输出的噪声矢量，则阵列天线所有传感阵元的序连匹配滤波输出矢量为

$$\mathbf{y} = \mathbf{RCA}\mathbf{b} + \mathbf{W} \quad [\text{公式 16}]$$

其中， \mathbf{y} 定义为

$$\mathbf{y} = (\mathbf{y}_1^T, \mathbf{y}_2^T, \dots, \mathbf{y}_m^T)^T \in C^{MNKL}$$

$$\text{和 } \mathbf{R} = \text{diag}(\mathbf{R}_1, \mathbf{R}_2, \dots, \mathbf{R}_M) \in C^{MNKL \times MNKL}, \quad \mathbf{C} = \text{diag}(\mathbf{C}_1, \mathbf{C}_2, \dots, \mathbf{C}_M) \in C^{MNKL \times MNKL},$$

$$\mathbf{A} = \text{diag}(\mathbf{A}_1, \mathbf{A}_2, \dots, \mathbf{A}_M) \in C^{MNK \times MNK}, \quad \mathbf{B} = (\mathbf{b}^T, \mathbf{b}^T, \dots, \mathbf{b}^T) \in \Xi^{MNK},$$

$$\mathbf{W} = (\mathbf{w}_1^T, \mathbf{w}_2^T, \dots, \mathbf{w}_M^T) \in C^{MNKL}.$$

B. 空时解相关器输出的计算

为消除多径信号的干扰和解耦用户数据信息解相关检测器将相关矩阵的逆加于匹配滤波器的输出。由于相关矩阵 \mathbf{R} 在实际中总是正定的，其线性映射具有 Hermitian 和正定的性质，因此，它们的逆总是存在的。在公式 16 的两端乘以逆矩阵 \mathbf{R}^{-1} 得到空时解相关输出为

$$\mathbf{Z} = \mathbf{CAB} + \mathbf{R}^{-1}\mathbf{W} \quad [\text{公式 17}]$$

其中，

$$\mathbf{Z} = (\mathbf{Z}_1^T, \mathbf{Z}_2^T, \dots, \mathbf{Z}_M^T) \in C^{MNKL}$$

$$\mathbf{Z}_m = ((\mathbf{Z}_m^{(n-p)})^T, \dots, (\mathbf{Z}_m^{(n)})^T, \dots, (\mathbf{Z}_m^{(n+p)})^T)^T \in C^{NKL} \quad [\text{公式 18}]$$

$$\mathbf{Z}_m^{(n)} = ((\mathbf{Z}_{1,m}^{(n)})^T, (\mathbf{Z}_{2,m}^{(n)})^T, \dots, (\mathbf{Z}_{K,m}^{(n)})^T)^T \in C^{KL} \quad [\text{公式 19}]$$

$$\mathbf{Z}_{k,m}^{(n)} = (Z_{k,1,m}^{(n)}, Z_{k,2,m}^{(n)}, \dots, Z_{k,L,m}^{(n)})^T \in C^L \quad [\text{公式 20}]$$

显然， $\mathbf{Z}_{k,m}^{(n)}$ 的每一个元素含阵元 m 上用户 k 一个单一的解耦多径信号而阵元 m 上其它可解耦的多径

干扰信号都被消除了。因此，每一个可解耦的多径信号可独立地被检测出。

2、用户多径信号波达方向估计

A. 协方差矩阵的计算

为估计第 k 个用户第 l 径信号的波达方向 $\theta_{k,l}$ 需要首先估计出其所对应的解耦阵列输出的协方差矩阵。在实际中，协方差矩阵的准确值是得不到的，必须通过接收的数据进行估计。在此情况下典型的处理方式就是通过 Q 个连续的观测或采样形成真实协方差矩阵的采用估计。为获得连续的 Q 个观测或采样，需要对长度为 $N = 2P + 1$ 的 Q 个连续的处理窗进行处理，相邻的处理窗彼此滑动一个符号。在具体处理时可以只开一个长的处理窗，称为长处理窗，然后以处理窗中心为参考点左右等距截取 Q 个观测或采样。采用这种方法可获得协方差矩阵的更好估计。

从公式 20 可以估计第 m 个阵元上第 k 个用户第 l 径信号在第 q 个符号间隔的空时解耦信号 $Z_{k,l,m}^{(q)}$ 。将第 k 个用户第 l 径信号在第 q 个符号间隔的空时解耦信号在阵列天线所有阵元上的信号进行堆叠，可以得到 $M \times 1$ 矢量

$$\mathbf{Z}_{k,l}^{(q)} = (Z_{k,l,1}^{(q)}, Z_{k,l,2}^{(q)}, \dots, Z_{k,l,M}^{(q)})^T \quad [公式 21]$$

因此，采用长处理窗处理方法对应第 k 个用户第 l 径的空时解耦信号协方差矩阵的估计为

$$\hat{\mathbf{R}}_{k,l} = \frac{1}{Q} \left\{ \mathbf{Z}_{k,l}^{(r-\frac{Q-1}{2})} \left(\mathbf{Z}_{k,l}^{(r-\frac{Q-1}{2})} \right)^H + \dots + \mathbf{Z}_{k,l}^{(r)} \left(\mathbf{Z}_{k,l}^{(r)} \right)^H + \dots + \mathbf{Z}_{k,l}^{(r+\frac{Q-1}{2})} \left(\mathbf{Z}_{k,l}^{(r+\frac{Q-1}{2})} \right)^H \right\} \quad [公式 22]$$

其中， Q 假设为奇数， r 为参考点。

B. 协方差矩阵的特征分解

对所得到的采样协方差矩阵的估计 $\hat{\mathbf{R}}_{k,l}$ 进行特征分解，得到协方差矩阵 $\mathbf{R}_{k,l}$ 主特征矢量 $\mathbf{e}_{1,k,l}$ 的估计 $\hat{\mathbf{e}}_{1,k,l}$ 。

C. 用户多径信号波达方向估计

最后，实现用户多径信号波达方向估计。在得到第 k 个用户第 l 径空时解相关信号的协方差矩阵特征分解主特征矢量的估计 $\hat{\mathbf{e}}_{1,k,l}$ 后，可实现第 k 个用户第 l 径信号波达方向 $\theta_{k,l}$ 的估计 $\hat{\theta}_{k,l}$ 。具体步骤为：

首先，构造空间谱函数，

$$P_{MU}(\theta_{k,l}) = [1 - \left\| \mathbf{a}_{k,l}^H(\theta_{k,l}) \hat{\mathbf{e}}_{1,k,l} \right\|^2]^{-1} \quad [公式 23]$$

其中，对等间距阵列天线有

$$\mathbf{a}_{k,l}^H(\theta_{k,l}) = [1, e^{-j\frac{2\pi d}{\lambda}\sin(\theta_{k,l})}, \dots, e^{-j\frac{2\pi d}{\lambda}(M-1)\sin(\theta_{k,l})}] / \sqrt{M}$$

然后，搜索空间谱函数 P_{MU} 的谱峰便可以得到对应第 k 个用户第 l 径信号的波达方向估计。对应第 k 个用户第 l 径信号的波达方向 $\hat{\theta}_{k,l}$ 的估计为

$$\hat{\theta}_{k,l} = \arg \min_{\theta_{k,l}} \left\{ [1 - \|\mathbf{a}_{k,l}^H(\theta_{k,l})\hat{\mathbf{e}}_{1,k,l}\|^2]^{-1} \right\} \quad [\text{公式 24}]$$

本发明的有益效果：首先，由于用户多径信号波达方向的估计是基于用户多径信号的解耦输出实现的，消除了其他多径信号的干扰，因此，本方法的优点就是估计的性能好。其次，本方法不要求阵列天线的阵元数多于用户及其多径的信号数；同时，本方法不需要检测用户及其多径的信号源数目，而这些是传统多重信号分类法所必须的。此外，由于只需要搜索单一的空间谱峰，因此，相应的估计结果非常可靠。这些都使本发明非常适合于对用户多径波达方向估计精度要求高的情况，特别是当阵列天线 CDMA 系统采用空时解相关处理的多用户检测技术时。

附图说明

图 1 是装置总框图。

图 2 是每一个阵元后匹配滤波器组示意图。

图 3-6 是本发明所提波达方向估计方法的性能图例。

具体实施方式

下面结合附图对本发明做进一步的详细说明。

根据本发明的方法，适用于任何采用阵列天线的 CDMA 移动通信系统。

图 1 给出了该方法应用于阵列天线直接序列扩频码分多址 DS-CDMA 移动通信系统的装置详细结构示意图。

该装置包括：用户多径信号的空时解相关处理器 A 和用户多径信号波达方向估计器 B 两部分组成，空时解相关处理器 A 的输入端接基带采样信号的输入，空时解相关处理器 A 的输出端接用户多径信号波达方向估计器 B 的输入端。

空时解相关处理器 A 包括基于匹配滤波器组的用户多径信号分离和计算模块 A101 和空时解相关处理模块 A102，用户多径信号波达方向估计器 B 包括用户解耦多径信号相关矩阵计算模块 B101、协方差矩阵特征分解模块 B102、用户多径信号波达方向估计模块 B103。其中基于匹配滤波器组的用户多径信号分离和计算模块 A101、空时解相关处理模块 A102、用户解耦多径信号相关矩阵计算模块 B101、协方差矩阵特征分解模块 B102、用户多径信号波达方向估计模块 B103 依次顺序串联连接。

具体的信号处理过程如下：首先，将阵列天线每个阵元接收进来的基带模拟信号经模数 A/D 转换后成为数字信号，然后进入基于匹配滤波器组的用户多径信号分离和计算器模块 A101，该模块根据用户多径信号的不同时延通过匹配滤波器组实现用户多径信号的分离，同时根据公式 16 计算出阵列天线所有传感阵元的序连匹配滤波输出矢量 \mathbf{y} ，其结果提供给空时解相关处理模块 A102。在空时解相关处理模块中对序连匹配滤波输出矢量 \mathbf{y} 进行空时联合解相关处理，消除其他多径信号的干扰，并得到消除其他多径干扰的期望用户多径信号的解耦输出 $\mathbf{Z}_{k,l}^{(q)}$ 。在用户多径信号相关器模块 B101 中，根据公式 22 对期望用

户多径信号的解藕输出 $\mathbf{Z}_{k,l}^{(q)}$ 进行相关计算，得到期望用户多径信号解藕输出真实协方差矩阵 $\mathbf{R}_{k,l}$ 的采用估计 $\hat{\mathbf{R}}_{k,l}$ 。协方差矩阵特征分解模块 B102 接收用户多径信号相关器模块 B101 的输出并对期望用户解藕多径信号协方差矩阵的采用估计 $\hat{\mathbf{R}}_{k,l}$ 矩阵进行特征分解，得到主特征矢量 $\mathbf{e}_{1,k,l}$ 的估计 $\hat{\mathbf{e}}_{1,k,l}$ ，并将 $\hat{\mathbf{e}}_{1,k,l}$ 输入到用户多径信号波达方向估计器模块 B103。用户多径信号波达方向估计器模块 B103 接收到 $\hat{\mathbf{e}}_{1,k,l}$ 后，得到期望用户多径信号波达方向 $\theta_{k,l}$ 的估计 $\hat{\theta}_{k,l}$ 。

图 3-6 给出了基于空时联合解相关输出的异步多径信道下阵列天线 DS-CDMA 系统用户多径信号波达方向估计对信噪比 SNR 的结果。分别给出了用户数、扩频处理增益和阵列结构对所估计性能的影响。为评价估计的性能对 50 次独立的仿真结果进行了平均，并采用了标准误差 SD 作为评价指标，其定义为

$$SD = \sqrt{\frac{1}{U} \sum_{u=1}^U (\hat{\theta}_{k,l} - \theta_{k,l})^2} \quad [公式 25]$$

其中， U 是独立试验的次数。

具体的仿真条件如下：采用阵元间距为半波长 $\lambda/2$ 均匀等间距的 5 阵元直线阵列天线接收 BPSK 多径信号。不失一般性，假设信道为两径瑞利衰落信道，每一径具有相同的能量，多径信号的相对延迟在一个符号间隔内。扩频码为随机选取的增益为 16 的扩频序列，用 20 次的观测或采样长度来获得协方差矩阵的估计 $\hat{\mathbf{R}}_{k,l}$ 。不妨假设分别有 3 个和 6 个用户随机分布在小区中，期望估计的用户子径波达方向为 27° 。

由图 3 可以看出，本发明所提出的方法对用户多径信号的波达方向估计非常有效、精确。而且随着用户数的增加估计的性能几乎是相同的。这是由于解相关处理在原理上可消除多址干扰 MAI。

图 4 比较了基于空时解相关输出和直接基于匹配滤波器组输出的 DOA 估计性能。从图 4 可以清楚地看到基于空时解相关输出估计的性能比直接基于匹配滤波器组输出估计的性能要精确得多，这也是由于解相关处理在原理上可消除多址干扰 MAI，而对直接基于匹配滤波器组输出估计的算法多址干扰 MAI 是不可避免的。当信噪比增加时，基于空时解相关输出估计的性能还能得到进一步改善，相反直接基于匹配滤波器组输出估计的性能由于多址干扰 MAI 相应的增加却得不到改善。

图 5 显示了扩频处理增益对估计性能的影响。图 5 的结果表明即使在低扩频处理增益下估计的性能已经很精确了，因此，随着扩频处理增益的增加估计性能的改善将不会很明显。

图 6 显示了阵列结构对估计性能的影响。从图 6 可以观察到，当加大阵元间的距离时，估计的性能可得到较显著的改善。这是由于在这种情况下阵列天线的分辨力得到增强。

值得指出的是，即使当不同用户的两条或多条子径到达天线阵列的波达方向相同时，由于方法利用了 CDMA 信号的内在特性即每一个 CDMA 用户都被分配了独特的扩频码，因此在这种情况下各子径的波达方向仍可以得到有效的估计。

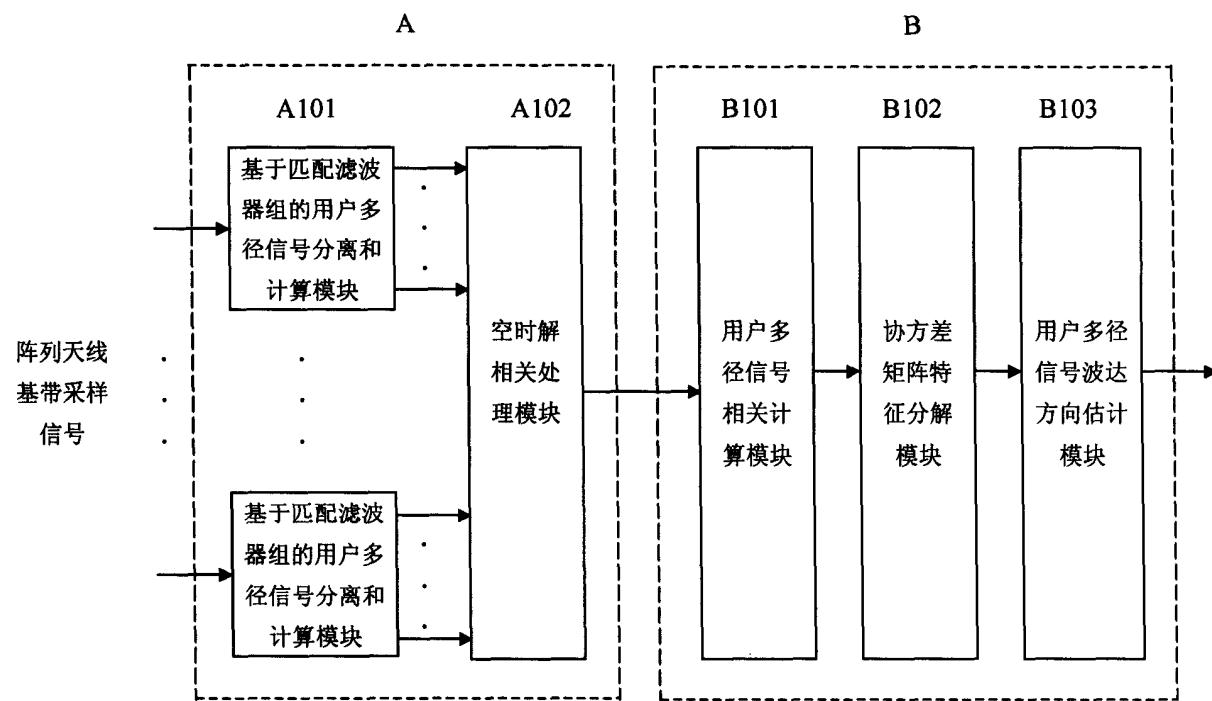


图 1

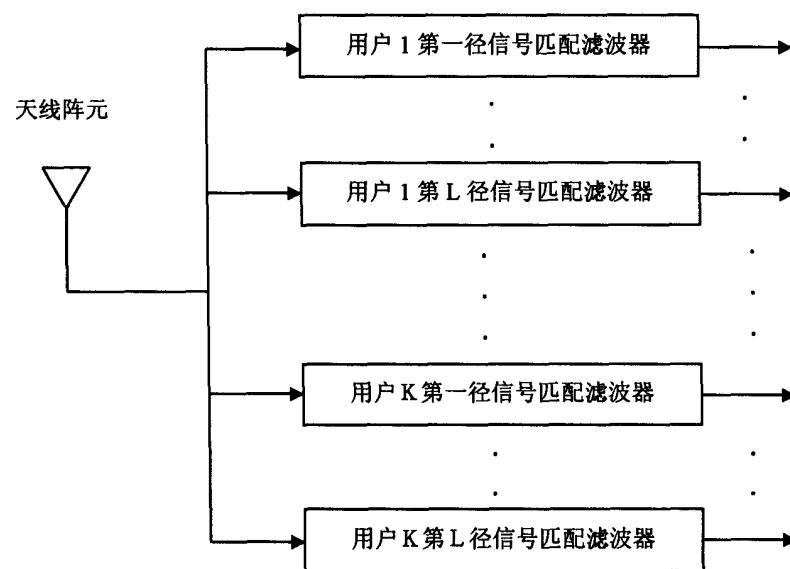


图 2

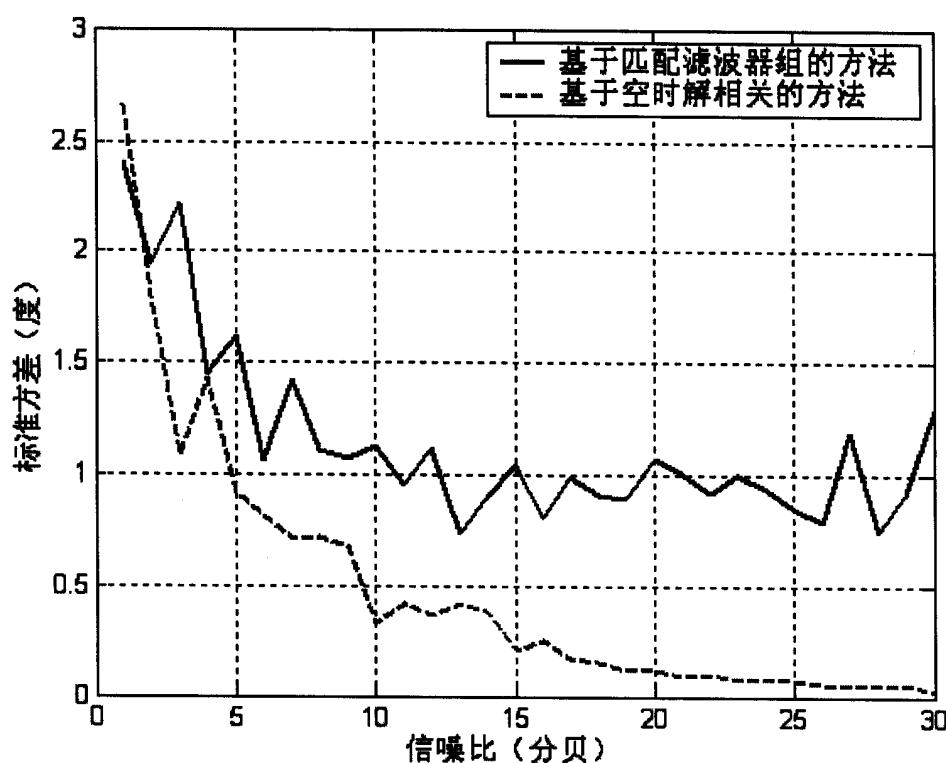


图 3

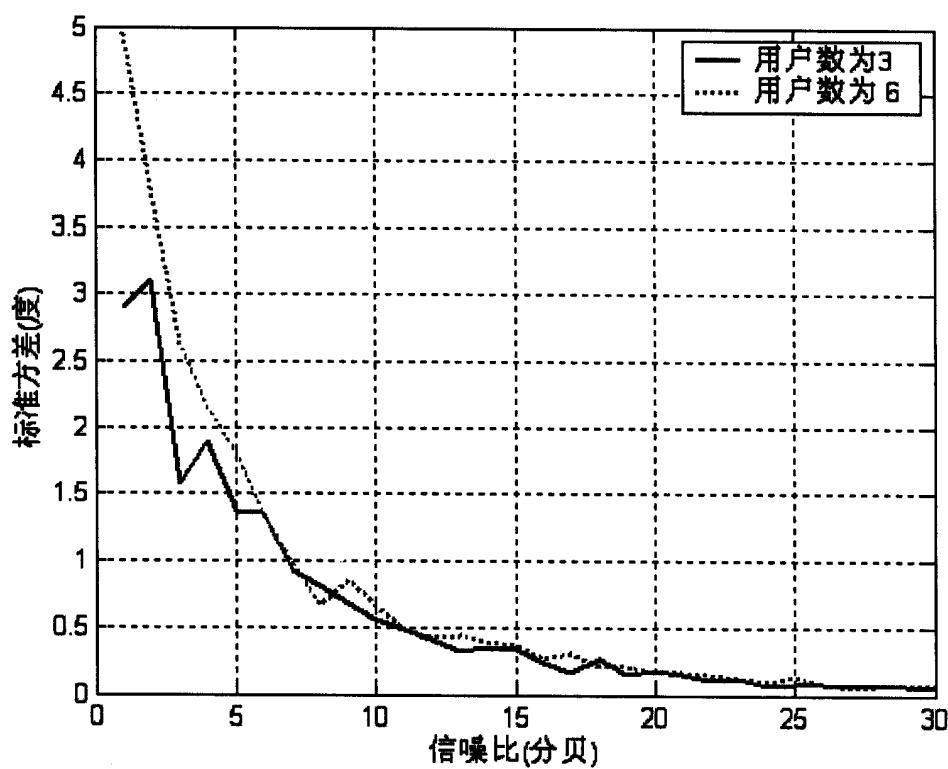


图 4

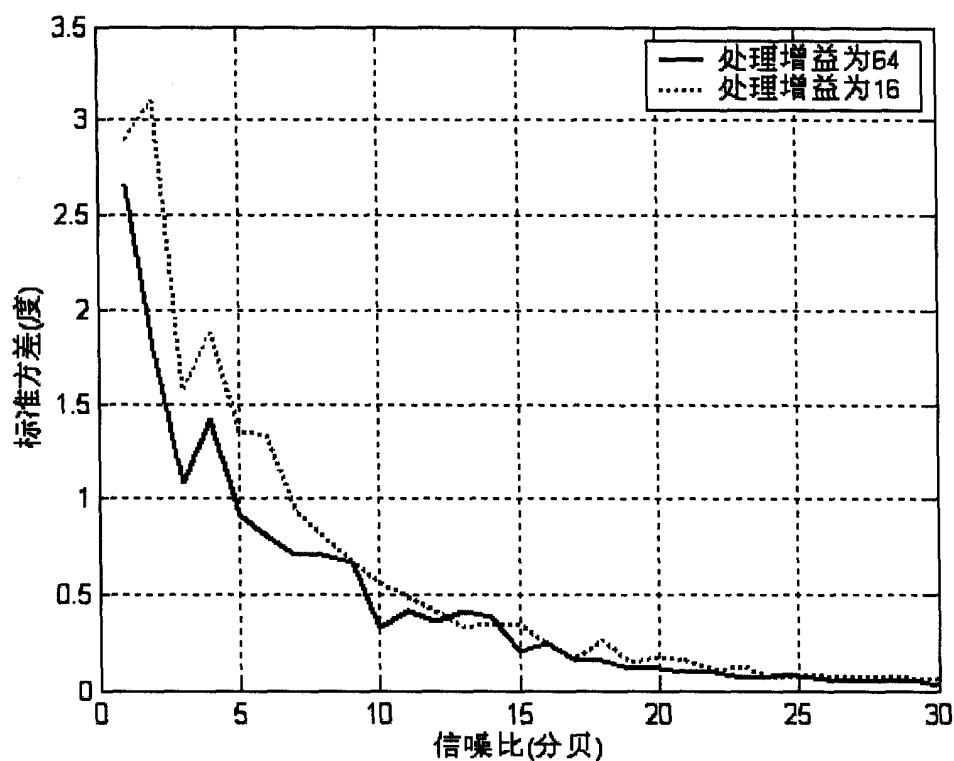


图 5

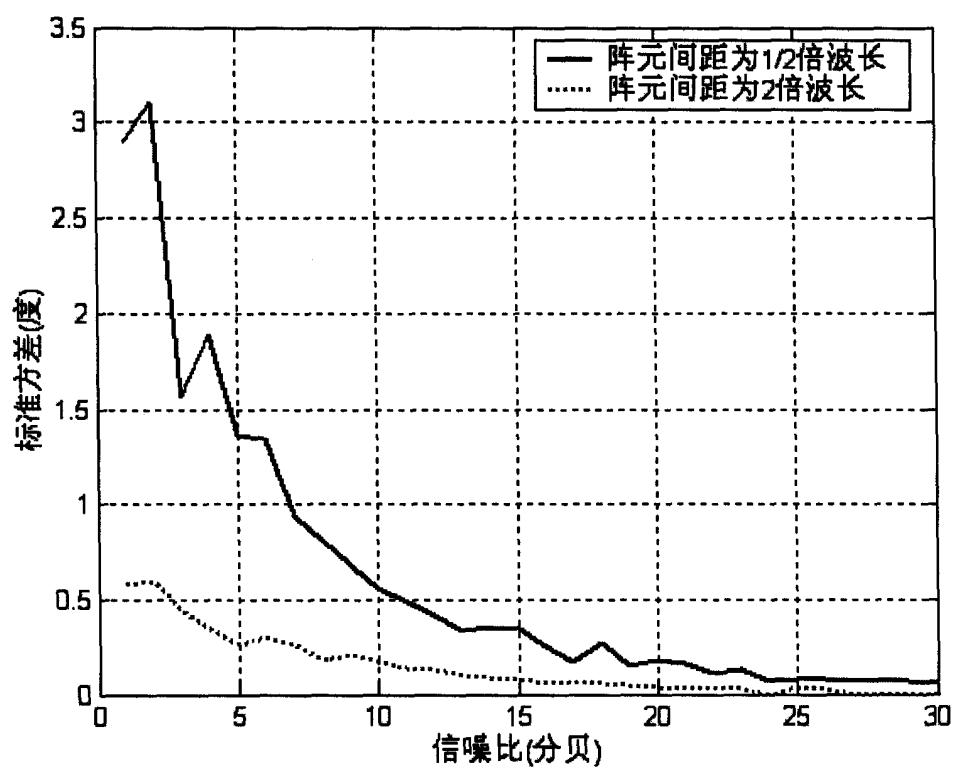


图 6