

空时分组编码多载波码分多址系统的直接解码

曾雁星 殷勤业 张一闻 罗 铭

(西安交通大学电子与信息工程学院 西安 710049)

摘要: 针对宏蜂窝小区中基站使用均匀线阵空时分组编码多载波码分多址系统的上行物理链路, 该文提出了一种无需信道估计, 直接对多个用户的发射符号和波达方向进行盲估计的算法。该算法通过构筑蕴涵用户编码符号序列和波达方向的辅助矩阵, 对其进行特征分解, 得到了每个用户波达方向的闭式解。进而, 利用空时分组码的正交结构以及发射符号的有限码集特性给出了所有活动用户原始符号序列的闭式估计。计算机仿真实验验证了该算法的有效性。

关键词: 多载波码分多址, 空时分组编码, 阵列天线, 波达方向

中图分类号: TN916.9

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2005)08-1258-06

Direct Decoding for Space-Time Block Coded MC-CDMA Systems

Zeng Yan-xing Yin Qin-ye Zhang Yi-wen Luo Ming

(School of Electronics and Information Engineering, Xi'an Jiaotong University, Xi'an 710049, China)

Abstract The uplink of a space-time block coded MC-CDMA system equipped with a uniform linear array at the base station of macrocellular is studied. A blind estimation algorithm is proposed to provide the closed-form solutions of both the transmitted symbol sequences and the Directions Of Arrival (DOA) for multiple users without determining the space-time vector channels. An auxiliary matrix including both the coded symbol sequences and DOAs is derived, on which the eigen decomposition is performed to obtain the DOAs of different users. Then, the algorithm exploits the structure of space-time block coding in combination with the finite alphabet property of transmitted symbols to estimate the original symbol sequences for all active users. The computer simulations demonstrate the effectiveness of the proposed scheme.

Key words MC-CDMA, Space-time block coding, Antenna array, Direction-Of-Arrival (DOA)

1 引言

多输入多输出空时编码系统引入发射分集和时域编码, 通过接收机端的高级信号处理技术, 可以获得额外的分集增益, 提高功率和频谱效率; 特别地, 在众多的空时编码结构中, Tarokh 等人设计的正交空时分组码^[1], 仅需要在接收机端进行线性处理就可以实现最大似然译码, 译码复杂度一般较低。业已成熟的多载波传输技术以其固有的优势, 譬如对频率选择性衰落信道的不敏感性、频率分集特性等, 能够有效地对抗无线信道所带来的码间串扰。因此, 空时分组编码与多载波传输技术的结合被普遍认为是适合于新一代无线通信系统最有前途的方案之一^[2,3]。本文研究了宏蜂窝体制下, 基站使用均匀线阵(Uniform Linear Array, ULA)的空时分组编码多载波码分多址系统的上行物理链路, 旨在解决其上行空时多用户检测问题。

现有空时编码系统的多用户检测算法通常沿两条思路进行: 一条途径是先估计空时信道, 再利用估计出的空时信

道完成多用户符号检测^[3,4]; 另一条途径则不估计空时信道, 直接估计用户发射符号^[5-7]。文献[6,7]从该途径出发, 利用空时分组码的性质导出了空时分组编码系统的盲接收算法。然而, 正如文献[6,7]所指出的那样, 在多用户环境中, 并且所有活动用户均使用同样的空时分组编码器时, 它无法通过盲方法提供多个用户原始发射符号的闭式解, 需要引入消耗频谱资源的训练序列或借助于解析恒模算法^[7]迭代求解。与文献[6,7]不同, 本文构筑了蕴涵用户编码符号序列和波达方向(DOA)信息的波达方向矩阵^[8], 通过对其进行特征分解, 得到了小区内各用户 DOA 的闭式解, 同时从空间域实现了各用户编码符号信息的分离。进一步地, 我们利用空时分组码的正交结构和发射符号的有限码集特性, 闭式得到了多个用户原始发射符号序列的估计值, 实现了无需训练序列、无需空时信道估计, 空时分组编码 MC-CDMA 系统的直接解码。

本文内容安排如下: 第 2 节描述基站使用均匀线阵空时分组编码 MC-CDMA 系统的基带物理模型; 第 3 节建立该系

统的矩阵矢量表示; 第 4 节相继使用波达方向矩阵方法和奇异值分解方法, 实现空时分组码的盲解码以及用户 DOA 的盲估计; 第 5 节为计算机仿真实验; 第 6 节给出了本文的结论。

本文中, $[\cdot]^*$, $[\cdot]^T$, $[\cdot]^H$ 分别表示矩阵的复共轭、转置、共轭转置。

2 系统模型

图 1 给出了基站使用均匀线阵空时分组编码 MC-CDMA 系统的基带物理模型。假设一个宏蜂窝中围绕基站均匀分布着 K 个用户, K 个用户共享同一组子载波。另外, 文献[2]的研究表明, 对宏蜂窝制 MC-CDMA 系统的上行物理链路, 由于用户 DOA 的角度散布非常小, 且信号带宽远小于射频的频率, 可近似认为各用户所有子载波的所有多径具有基本相同的 DOA, 因此我们假设用户的 DOA 表示该用户所有发射天线所有多径所构成的入射簇的 DOA, 用户之间各不相同。最后, 为了表示简洁, 我们假定已通过有关定时同步技术实现了上行链路不同用户之间的符号同步^[9]。

所有用户的空时编码器均采用 Tarokh 在文献[1]中构造的满速率实正交设计空时分组编码器, 发射天线数为 3。如图 1(a)所示, 在移动台端, 第 k 个用户的信息流首先通过空时分组编码器, 并行输出 3 个空时编码的子数据流, 子数据流再依次经过频域扩频、逆离散傅里叶变换(Inverse Discrete Fourier Transform, IDFT)和加入循环前缀(Adding CP, ACP)等过程, 然后沿相应的发射天线并行发射。如图 1(b)所示, 基站使用阵元数为 M 的均匀线阵, 接收天线得到的接收信号依次经过去除循环前缀(Removing CP, RCP)与离散傅里叶变换(Discrete Fourier Transform, DFT)过程, 再经过直接解调器并行输出 K 个估计符号序列。

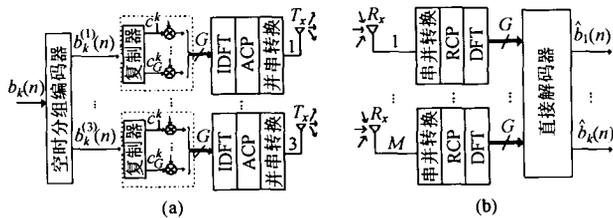


图 1 基站使用 ULA 空时分组编码 MC-CDMA 系统的基带物理模型

3 基站使用 ULA 空时分组编码 MC-CDMA 系统的数值模型

不失一般性, 将分配给第 k 个用户的频域扩频码定义为

$$\tilde{c}_k^{(n)} = [\tilde{c}_k^{(n)}(1) \quad \tilde{c}_k^{(n)}(2) \quad \dots \quad \tilde{c}_k^{(n)}(G)]^T \quad (1)$$

式中 n 表示符号时隙, 矢量 $\tilde{c}_k^{(n)}$ ($k=1, \dots, K$) 的维数为 $G \times 1$, 每个用户的所有发射天线共享同一频域扩频码。

假设在第 n 个符号期间, 用户 k 第 m 个发射天线与基站参考阵元 1 之间的时域上行无线有限冲激响应(Finite Impulse Response, FIR)信道^[10]表示为

$$\mathbf{h}_k^{(m,n)} = [h_k^{(m,n)}(0) \quad h_k^{(m,n)}(1) \quad \dots \quad h_k^{(m,n)}(L_{ch})]^T \quad (2)$$

式中矢量 $\mathbf{h}_k^{(m,n)}$ 的维数为 $(L_{ch} + 1) \times 1$, 其中 L_{ch} 表示所有收发天线间的上行无线 FIR 信道的最大公共长度。为了描述方便起见, 假设多径时延散布小于符号持续期, 亦即信道长度 L_{ch} 小于扩频因子 G , 并且信道冲激响应在观测时间窗内是时不变的。

事实上, 无线 FIR 信道的弥散作用也可表现为各个子载波上的频域随机衰变。如果把基站参考阵元 1 与第 k 个用户第 m 个发射天线之间的所有子载波上的频域衰变表示为维数为 $G \times 1$ 的矢量 $\boldsymbol{\eta}_k^{(m,n)}$, 则 $\boldsymbol{\eta}_k^{(m,n)}$ 可以通过对前述的时域无线 FIR 矢量 $\mathbf{h}_k^{(m,n)}$ 施行 DFT 操作而得到^[10], 即

$$\begin{aligned} \boldsymbol{\eta}_k^{(m,n)} &= [\eta_k^{(m,n)}(1) \quad \eta_k^{(m,n)}(2) \quad \dots \quad \eta_k^{(m,n)}(G)]^T \\ &= \mathbf{F}_{\text{DFT}}(:, 1:(L_{ch} + 1))\mathbf{h}_k^{(m,n)} = \mathbf{F}_{\text{FRO}}\mathbf{h}_k^{(m,n)} \end{aligned} \quad (3)$$

式中 \mathbf{F}_{DFT} 是阶数为 G 的 DFT 方阵, 其元素 $(\mathbf{F}_{\text{DFT}})_{i,l}$ 定义为

$$(\mathbf{F}_{\text{DFT}})_{i,l} = \frac{1}{\sqrt{G}} \exp(-j \frac{2\pi}{G} (i-1)(l-1)), (i, l = 1, \dots, G), \mathbf{F}_{\text{FRO}}$$

是维数为 $G \times (L_{ch} + 1)$ 的频率响应算子(Frequency Response Operator, FRO), 具体由 DFT 矩阵 \mathbf{F}_{DFT} 的前 $(L_{ch} + 1)$ 个列矢量构成。

在第 n 个符号期间, 基站参考阵元 1 从第 k 个用户第 m 个发射天线所接收到的频域无块间串扰(ICI)的接收数据矢量可定义为

$$\begin{aligned} \tilde{\mathbf{x}}_{1,k}^{(m,n)} &= \text{diag}(\tilde{c}_k^{(n)})\boldsymbol{\eta}_k^{(m,n)}b_k^{(m)}(n) + \tilde{\mathbf{n}}_{1,k}^{(m,n)} \\ &= \mathbf{f}_k^{(m,n)}b_k^{(m)}(n) + \tilde{\mathbf{n}}_{1,k}^{(m,n)} \end{aligned} \quad (4)$$

式中 $\mathbf{f}_k^{(m,n)} = \text{diag}(\tilde{c}_k^{(n)})\boldsymbol{\eta}_k^{(m,n)}$ ($k=1, \dots, K; m=1, 2, 3$), $b_k^{(m)}(n)$ 是第 n 个符号期间第 m 根天线的发射符号, $\tilde{\mathbf{n}}_{1,k}^{(m,n)}$ 是由一组独立同分布的复高斯噪声(均值为 0, 方差为 σ_n^2)组成的矢量。

这样, 在基站参考阵元 1 上, 在第 n 个符号期间, 由各个子载波信道从所有 K 个用户所有发射天线接收到的信号可构成下面的数据矢量:

$$\tilde{\mathbf{x}}_1^{(n)} = \sum_{k=1}^K \sum_{m=1}^3 \tilde{\mathbf{x}}_{1,k}^{(m,n)} = \mathbf{F}_1^{(n)}\mathbf{b}^{(n)} + \tilde{\mathbf{n}}_1^{(n)} \quad (5)$$

式中 $\mathbf{F}_1^{(n)}$ 是 $G \times 3K$ 的矩阵, 具体定义为 $\mathbf{F}_1^{(n)} = [\mathbf{f}_1^{(1,n)} \quad \mathbf{f}_1^{(2,n)} \quad \dots \quad \mathbf{f}_1^{(3,n)}]$, 矢量 $\mathbf{b}^{(n)}$ 是 $3K \times 1$ 维列矢量, 它由所有 K 个用户所有发射天线在第 n 个符号期间的发射符号构成, 定义为 $\mathbf{b}^{(n)} = [b_1^{(1)}(n) \quad b_1^{(2)}(n) \quad \dots \quad b_k^{(3)}(n)]^T$, $\tilde{\mathbf{n}}_1^{(n)}$ 由 $\tilde{\mathbf{n}}_1^{(n)} = \sum_{k=1}^K \sum_{m=1}^3 \tilde{\mathbf{n}}_{1,k}^{(m,n)}$ 给出。

类似地, 在阵元 r 上, 接收数据矢量表示为

$$\tilde{\mathbf{x}}_r^{(n)} = \sum_{k=1}^K \sum_{m=1}^3 \tilde{\mathbf{x}}_{r,k}^{(m,n)} = \mathbf{F}_r^{(n)} \mathbf{b}^{(n)} + \tilde{\mathbf{n}}_r^{(n)} \quad (6)$$

式中矩阵 $\mathbf{F}_r^{(n)}$ 的形式与式(5)中的 $\mathbf{F}_1^{(n)}$ 不再相同, 具体定义为

$$\mathbf{F}_r^{(n)} = \begin{bmatrix} f_1^{(1,n)} e^{j\chi(r-1)\sin\theta_1^{(n)}} & f_1^{(2,n)} e^{j\chi(r-1)\sin\theta_2^{(n)}} & \dots & f_1^{(3,n)} e^{j\chi(r-1)\sin\theta_k^{(n)}} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ f_k^{(3,n)} e^{j\chi(r-1)\sin\theta_k^{(n)}} & \dots & \dots & \dots \end{bmatrix} \quad (7)$$

式中 $\chi = 2\pi d/\lambda$, 这里的 λ , d , θ_k 分别表示射频载波的波长、阵元间距和第 k 个用户的入射信号相对于阵列法向的入射角。

将阵元 1 到阵元 $(M-1)$ 上的接收数据矢量依次连接起来, 可以得到如下所示的增广接收数据矢量:

$$\mathbf{u}^{(n)} = \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{x}}_1^{(n)\top} & \tilde{\mathbf{x}}_2^{(n)\top} & \dots & \tilde{\mathbf{x}}_{M-1}^{(n)\top} \end{bmatrix}^\top \quad (8)$$

式中 $\mathbf{u}^{(n)}$ 是维数为 $(M-1)G \times 1$ 的矢量, 它可以进一步表示为

$$\mathbf{u}^{(n)} = \mathbf{A}^{(n)} \mathbf{b}^{(n)} + \tilde{\mathbf{n}}_{\text{head}}^{(n)} \quad (9)$$

式中 $\mathbf{A}^{(n)}$ 是维数为 $(M-1)G \times 3K$ 的矩阵, 具体定义为

$$\mathbf{A}^{(n)} = \begin{bmatrix} \mathbf{F}_1^{(n)\top} & \mathbf{F}_2^{(n)\top} & \dots & \mathbf{F}_{M-1}^{(n)\top} \end{bmatrix}^\top \\ = \begin{bmatrix} \mathbf{a}_1^{(n)} \otimes f_1^{(1,n)} & \mathbf{a}_1^{(n)} \otimes f_1^{(2,n)} & \dots & \mathbf{a}_k^{(n)} \otimes f_k^{(3,n)} \end{bmatrix} \quad (10)$$

式中算子 \otimes 表示克罗内克积(Kronecker); $\mathbf{a}_k^{(n)}$ 是第 k 个用户的维数为 $(M-1) \times 1$ 的空域导向矢量, $\tilde{\mathbf{n}}_{\text{head}}^{(n)}$ 的维数为 $(M-1)G \times 1$, 它们分别定义为

$$\mathbf{a}_k^{(n)} = \begin{bmatrix} 1 & e^{j\chi\sin\theta_k^{(n)}} & \dots & e^{j\chi(M-2)\sin\theta_k^{(n)}} \end{bmatrix}^\top \quad (11)$$

$$\tilde{\mathbf{n}}_{\text{head}}^{(n)} = \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{n}}_1^{(n)\top} & \tilde{\mathbf{n}}_2^{(n)\top} & \dots & \tilde{\mathbf{n}}_{M-1}^{(n)\top} \end{bmatrix}^\top \quad (12)$$

类似地, 当把从阵元 2 到阵元 M 上的接收数据矢量依次连接起来, 可以得到另一个增广的接收数据矢量:

$$\mathbf{y}^{(n)} = \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{x}}_2^{(n)\top} & \tilde{\mathbf{x}}_3^{(n)\top} & \dots & \tilde{\mathbf{x}}_M^{(n)\top} \end{bmatrix}^\top \quad (13)$$

式中 $\mathbf{y}^{(n)}$ 是维数为 $(M-1)G \times 1$ 的矢量, 它可进一步表示为

$$\mathbf{y}^{(n)} = \mathbf{A}^{(n)} \Phi^{(n)} \mathbf{b}^{(n)} + \tilde{\mathbf{n}}_{\text{tail}}^{(n)} \quad (14)$$

式中 $\Phi^{(n)}$ 是阶数为 $3K$ 的对角阵, $\tilde{\mathbf{n}}_{\text{tail}}^{(n)}$ 的维数为 $(M-1)G \times 1$. 它们分别定义为

$$\Phi^{(n)} = \text{diag}(e^{j\chi\sin\theta_1^{(n)}}, e^{j\chi\sin\theta_2^{(n)}}, e^{j\chi\sin\theta_3^{(n)}} \\ \dots, e^{j\chi\sin\theta_k^{(n)}}, e^{j\chi\sin\theta_k^{(n)}}) \quad (15)$$

$$\tilde{\mathbf{n}}_{\text{tail}}^{(n)} = \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{n}}_2^{(n)\top} & \tilde{\mathbf{n}}_3^{(n)\top} & \dots & \tilde{\mathbf{n}}_M^{(n)\top} \end{bmatrix}^\top \quad (16)$$

由于矩阵 $\Phi^{(n)}$ 主对角线上的每一个元素都和某个用户的入射簇的 DOA 相对应, 所以这些对角线元素被称为 DOA 项。

4 基站使用 ULA 空时分组编码 MC-CDMA 系统的直接解码

在上文, 我们已经假定无线 FIR 信道在观测时间窗内是时不变的, 因此, 利用式(9)和式(14)把对应于符号序号 $(n+1)$ 到 $(n+L)$ 的各接收数据矢量聚合起来可以构成下面的接收

数据矩阵:

$$\mathbf{U}^{(n)} = \begin{bmatrix} \mathbf{u}^{(n)} & \mathbf{u}^{(n+1)} & \dots & \mathbf{u}^{(n+L-1)} \end{bmatrix} \\ = \mathbf{A}^{(n)} \mathbf{B}^{(n)} + \tilde{\mathbf{N}}_{\text{head}}^{(n)} \quad (17)$$

$$\mathbf{Y}^{(n)} = \begin{bmatrix} \mathbf{y}^{(n)} & \mathbf{y}^{(n+1)} & \dots & \mathbf{y}^{(n+L-1)} \end{bmatrix} \\ = \mathbf{A}^{(n)} \Phi^{(n)} \mathbf{B}^{(n)} + \tilde{\mathbf{N}}_{\text{tail}}^{(n)} \quad (18)$$

式中 $\mathbf{U}^{(n)}$ 和 $\mathbf{Y}^{(n)}$ 均是维数为 $(M-1)G \times L$ 的矩阵。 $\tilde{\mathbf{N}}_{\text{head}}^{(n)}$ 和 $\tilde{\mathbf{N}}_{\text{tail}}^{(n)}$ 的维数也均为 $(M-1)G \times L$, $\mathbf{B}^{(n)}$ 是 $3K \times L$ 的矩阵, 它们分别定义为

$$\tilde{\mathbf{N}}_{\text{head}}^{(n)} = \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{n}}_{\text{head}}^{(n)} & \tilde{\mathbf{n}}_{\text{head}}^{(n+1)} & \dots & \tilde{\mathbf{n}}_{\text{head}}^{(n+L-1)} \end{bmatrix} \quad (19)$$

$$\tilde{\mathbf{N}}_{\text{tail}}^{(n)} = \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{n}}_{\text{tail}}^{(n)} & \tilde{\mathbf{n}}_{\text{tail}}^{(n+1)} & \dots & \tilde{\mathbf{n}}_{\text{tail}}^{(n+L-1)} \end{bmatrix} \quad (20)$$

$$\mathbf{B}^{(n)} = \begin{bmatrix} \mathbf{b}^{(n)} & \mathbf{b}^{(n+1)} & \dots & \mathbf{b}^{(n+L-1)} \end{bmatrix} \quad (21)$$

对式(17)和式(18)分别进行矩阵转置操作, 并省略表示符号序号的上标, 可得到

$$\mathbf{X} = \mathbf{U}^\top = \mathbf{B}^\top \mathbf{A}^\top + \tilde{\mathbf{N}}_{\text{head}}^\top \quad (22)$$

$$\mathbf{Z} = \mathbf{Y}^\top = \mathbf{B}^\top \Phi^\top \mathbf{A}^\top + \tilde{\mathbf{N}}_{\text{tail}}^\top \quad (23)$$

现在计算 \mathbf{X} 的自相关矩阵, \mathbf{Z} 和 \mathbf{X} 之间的互相关矩阵。它们分别定义为

$$\mathbf{R}_{\mathbf{X}\mathbf{X}} = E[\mathbf{X}\mathbf{X}^\text{H}] = \mathbf{B}^\top E[\mathbf{A}^\top \mathbf{A}^*] \mathbf{B} + \sigma_n^2 \mathbf{I}_L \\ = \mathbf{B}^\top \mathbf{R}_{\mathbf{A}\mathbf{A}} \mathbf{B} + \sigma_n^2 \mathbf{I}_L = \mathbf{R}_{\mathbf{X}\mathbf{X}\mathbf{O}} + \sigma_n^2 \mathbf{I}_L \quad (24)$$

$$\mathbf{R}_{\mathbf{Z}\mathbf{X}} = E[\mathbf{Z} \mathbf{X}^\text{H}] = \mathbf{B}^\top \Phi E[\mathbf{A}^\top \mathbf{A}^*] \mathbf{B} = \mathbf{B}^\top \Phi \mathbf{R}_{\mathbf{A}\mathbf{A}} \mathbf{B} \quad (25)$$

式中阶数为 $3K$ 的矩阵 $\mathbf{R}_{\mathbf{A}\mathbf{A}}$ 是空时信道的自相关矩阵, 矩阵 $\mathbf{R}_{\mathbf{X}\mathbf{X}\mathbf{O}}$ 的阶数为 L ; \mathbf{I}_L 是阶数为 L 的单位阵。

当不同用户之间的空时信道不相关时, 矩阵 $\mathbf{R}_{\mathbf{A}\mathbf{A}}$ 是非奇异阵, 并且矩阵 $\mathbf{R}_{\mathbf{X}\mathbf{X}\mathbf{O}}$ 的秩为 $3K$ 。对 $\mathbf{R}_{\mathbf{X}\mathbf{X}\mathbf{O}}$ 进行特征分解, 可得到

$$\mathbf{R}_{\mathbf{X}\mathbf{X}\mathbf{O}} = \sum_{i=1}^L \mu_i \mathbf{v}_i \mathbf{v}_i^\text{H} \quad (26)$$

式中 μ_i 和 \mathbf{v}_i 分别表示 $\mathbf{R}_{\mathbf{X}\mathbf{X}\mathbf{O}}$ 的特征值和特征矢量。

现在与文献[8]一样, 利用矩阵 $\mathbf{R}_{\mathbf{Z}\mathbf{X}}$ 和 $\mathbf{R}_{\mathbf{X}\mathbf{X}\mathbf{O}}$ 构造一个新的辅助矩阵:

$$\mathbf{R} = \mathbf{R}_{\mathbf{Z}\mathbf{X}} \mathbf{R}_{\mathbf{X}\mathbf{X}\mathbf{O}}^+ \quad (27)$$

式中 $\mathbf{R}_{\mathbf{X}\mathbf{X}\mathbf{O}}^+$ 是 $\mathbf{R}_{\mathbf{X}\mathbf{X}\mathbf{O}}$ 的 Penrose-Moore 伪逆, 具体表示为

$$\mathbf{R}_{\mathbf{X}\mathbf{X}\mathbf{O}}^+ = \sum_{i=1}^{3K} \frac{1}{\mu_i} \mathbf{v}_i \mathbf{v}_i^\text{H} \quad (28)$$

定理 1 假设 \mathbf{B} 行满秩, $\mathbf{R}_{\mathbf{A}\mathbf{A}}$ 非奇异, 并且 $L > 3K$, 则 $\mathbf{R}\mathbf{B}^\top = \mathbf{B}^\top \Phi$ 。

定理 1 的证明见文献[11]。对辅助矩阵 \mathbf{R} 进行特征分解, 我们可以得到 $3K$ 个特征值。根据定理 1, 这些特征值对应于 K 个不同用户的 DOA 项。根据式(15)对 Φ 的定义, $3K$ 个特征值是由 K 个不同的值构成的, 每一个值重复出现 3 次。我们将 \mathbf{R} 的相同特征值 $e^{j\chi\sin\theta_k^{(n)}}$ 所对应的 3 个不同特征向量提取出来构成一个矩阵, 用 $\tilde{\mathbf{T}}_k$ ($k=1, \dots, K$) 表示, 它与第 k 个用

户 3 根发射天线发射的编码符号序列满足如下关系:

$$\tilde{T}_k = \begin{bmatrix} \mathbf{t}_k^{(1,n)} & \mathbf{t}_k^{(2,n)} & \mathbf{t}_k^{(3,n)} \end{bmatrix} F \quad (29)$$

其中 \tilde{T}_k 为 $L \times 3$ 的列满秩矩阵, F 为 3×3 的未知满秩矩阵。 $\mathbf{t}_k^{(m,n)}$ 是维数为 $L \times 1$ 的列矢量 ($m=1, 2, 3$), 其定义为 $\mathbf{t}_k^{(m,n)} = [b_k^{(m)}(n) \ b_k^{(m)}(n+1) \ \dots \ b_k^{(m)}(n+L-1)]^T$, 即用用户 k 第 m 根发射天线发射的编码符号序列。

通过以上过程, 我们得到了第 k 个用户编码符号序列所张成的信号子空间 \tilde{T}_k , 下面我们将利用空时分组编码的正交结构以及发射符号的有限码集特性对 \tilde{T}_k 进行重构^[12]以得到第 k 个用户原始发射符号序列的闭式解。

需要说明一点, 虽然文中各用户均采用了文献[1]中构造的满速率实正交设计空时分组编码器, 发射天线数为 3 根, 但是本文算法并不局限于这一种编码器。事实上, 本文算法可以很容易推广到多种非满速率的、有冗余的、发射天线数为任意情况的空时分组编码器, 有关这类编码器的详细介绍, 可以参见文献[6]。我们在文献[12]中对文献[1]中构造的满速率实正交设计空时分组编码器推导出了与文献[6]相类似的结论, 因此我们将在下文直接引用其结论和方法。

文献[1]中空时分组码的编码方案为: 每个用户具有 3 个发射天线, 首先, 对输入符号序列进行分组, 每一组有 4 个符号。如果 $\{x_1, x_2, x_3, x_4\}$ 为一组中的 4 个符号, 经过空时分组码编码后, 连续 4 个符号周期里, 从天线 1 发射的符号为 $x_1, -x_2, -x_3, -x_4$, 从天线 2 发射的信号为 $x_2, x_1, x_4, -x_3$, 从天线 3 发射的信号为 $x_3, -x_4, x_1, x_2$ 。那么, 以编码矩阵的形式表示为

$$C = \begin{bmatrix} x_1 & x_2 & x_3 \\ -x_2 & x_1 & -x_4 \\ -x_3 & x_4 & x_1 \\ -x_4 & -x_3 & x_2 \end{bmatrix} \quad (30)$$

其中 C 的第 m ($m=1,2,3$)列表示天线 m 在 4 个符号周期里发送的符号序列。

为了求解第 k 个用户原始的发射符号序列, 我们需要得到 \tilde{T}_k 的正交补空间。由于 \tilde{T}_k 列满秩, 其奇异值分解可以表示为

$$\tilde{T}_k = [U_{k,s} \ U_{k,o}] \begin{bmatrix} \Sigma_k \\ \mathbf{0} \end{bmatrix} V_{k,s}^H \quad (31)$$

式中 $U_{k,s}$ 的维数为 $L \times 3$, $U_{k,o}$ 的维数为 $L \times (L-3)$, Σ_k 的维数为 3×3 , $\mathbf{0}$ 的维数为 $(L-3) \times 3$, $V_{k,s}^H$ 的维数为 3×3 。 $U_{k,o}^H$ 为 \tilde{T}_k 列矢量的正交补空间, 于是, 可以进一步得到下式:

$$U_{k,o}^H [\mathbf{t}_k^{(1,n)} \ \mathbf{t}_k^{(2,n)} \ \mathbf{t}_k^{(3,n)}] = U_{k,o}^H T_k = \mathbf{0} \quad (32)$$

式中 T_k 维数为 $L \times 3$, 定义为 $T_k = [\mathbf{t}_k^{(1,n)} \ \mathbf{t}_k^{(2,n)} \ \mathbf{t}_k^{(3,n)}]$ 。

根据式(30)定义的空时分组码, T_k 是用户 k 对发射符号序列 $\mathbf{x}_k = [x_{k,1} \ x_{k,2} \ \dots \ x_{k,L}]^T$ 进行空时编码后的各个发射天线的输出矩阵。如果令发射符号序列的长度满足 $L = 4B$,

那么可以对 T_k 按行划分为 B 段, 每段长度为 4 行, 即

$$T_k = [T_{k,1}^T \ T_{k,2}^T \ \dots \ T_{k,B}^T]^T$$

其中 $T_{k,i}$ ($i=1, \dots, B$) 为对一组 4 个符号进行空时编码后的 3 根发射天线的输出, 这 4 个符号为 $[x_{k,4i-3} \ x_{k,4i-2} \ x_{k,4i-1} \ x_{k,4i}]^T$ 。同样可以对 $U_{k,o}^H$ 按列进行分段, 每段长度为 4 列, 即

$$U_{k,o}^H = [U_{k,1} \ U_{k,2} \ \dots \ U_{k,B}] \quad (33)$$

其中 $U_{k,i}$ 为 $(L-3) \times 4$ 维的矩阵。那么, 式 (32) 可以进一步表示为

$$U_{k,o}^H T_k = U_{k,1} T_{k,1} + U_{k,2} T_{k,2} + \dots + U_{k,B} T_{k,B} = \mathbf{0} \quad (34)$$

由于 $T_{k,i}$ 为对一组符号序列 $[x_{k,4i-3} \ x_{k,4i-2} \ x_{k,4i-1} \ x_{k,4i}]^T$ 进行空时编码后的 3 根发射天线的输出, 其结构和 C 类似, 令 $U_{k,i} = [u_{k,i}^1 \ u_{k,i}^2 \ u_{k,i}^3 \ u_{k,i}^4]$, $u_{k,i}^j$ 为 $U_{k,i}$ 的第 j ($j=1, \dots, 4$) 个列向量, 构造一个 $3(L-3) \times 4$ 的矩阵 $\bar{U}_{k,i}$ 为

$$\bar{U}_{k,i} = \begin{bmatrix} u_{k,i}^1 & -u_{k,i}^2 & -u_{k,i}^3 & -u_{k,i}^4 \\ u_{k,i}^2 & u_{k,i}^1 & -u_{k,i}^4 & u_{k,i}^3 \\ u_{k,i}^3 & u_{k,i}^4 & u_{k,i}^1 & -u_{k,i}^2 \end{bmatrix} \quad (35)$$

根据文献[12]定理给出的结论, 可以得到

$$\bar{U}_{k,i} [x_{k,4i-3} \ x_{k,4i-2} \ x_{k,4i-1} \ x_{k,4i}]^T = \text{vec}(U_{k,i} T_{k,i}) \quad (36)$$

其中 $\text{vec}(A)$ 表示将矩阵 A 向量化, 即将矩阵 A 的各列首尾相接拼成一个长列向量。

类似地, 将矩阵 $U_{k,o}^H$ 和矩阵 T_k 的乘积转换为矩阵与向量乘积的形式, 有

$$\text{vec}(U_{k,o}^H T_k) = \bar{U}_k \mathbf{x}_k = \mathbf{0} \quad (37)$$

式中 \bar{U}_k 的维数为 $3(L-3) \times L$, 其定义为 $\bar{U}_k = [\bar{U}_{k,1} \ \bar{U}_{k,2} \ \dots \ \bar{U}_{k,B}]$; \mathbf{x}_k 的维数为 $L \times 1$, 其定义为 $\mathbf{x}_k = [x_{k,1} \ x_{k,2} \ \dots \ x_{k,L}]^T$ 。

利用奇异值分解, 可以从式(37)得到第 k 个用户原始输入符号序列的估计 $\hat{\mathbf{x}}_k$, 即最小的特征值所对应的右奇异向量。受子空间分解技术固有属性的限制, 在估计出的 $\hat{\mathbf{x}}_k$ 与实际的 \mathbf{x}_k 之间必然存在着不确定复系数, 该复系数可以通过发射符号的有限码集特性去除^[12]。显然, 按照同样的方法, 根据式(37)为不同的用户构造 \bar{U}_k ($k=1, \dots, K$), 我们就得到了所有用户原始发射符号序列的估计值。

最后, 本文算法的运算量主要集中在对 R 进行特征分解, 其复杂度为 $O(8L^3)$; 而文献[3]中方法要涉及 $MG \times MG$ 维矩阵的特征分解, 其复杂度为 $O(M^3 G^3)$ 。因此本文算法在运算量上的优势是十分明显的。

5 计算机仿真实验

本节通过大量的计算机仿真实验, 对上节所述直接盲解码及 DOA 估计方法的性能进行评价。

仿真实验中,假设系统始终处于频率选择性衰落的无线信道中。扩频因子设定为32,分配给不同用户的频域扩频码是哈德(Hadamard)多址码。信道冲激响应根据独立复高斯随机变量随机产生。调制方式采用 DBPSK。

由于集合平均意义上的自相关、互相关矩阵较难得到,在仿真实验中用时间平均对它们进行近似估计。换句话说,将100个MC-CDMA符号期间的所有采样值进行时间平均,就可以得到自相关、互相关矩阵的近似估计。

实验1 直接盲解码算法的误码率(Bit Error Rate, BER)性能与每根接收天线上信噪比(SNR)的关系

直接解码算法的性能由BER来衡量。图2给出了基站天线阵元数分别为2,4,5时BER随SNR的变化曲线。作为对照,图中还给出了已知准确信道信息的迫零(Zero Forcing, ZF)解相关多用户检测器的性能。解相关多用户检测器的具体过程为:先利用已知信道信息进行信道均衡,即由式(17)得

$$\hat{B}^{(n)} = (A^{(n)})^+ U^{(n)}$$

式中 $(A^{(n)})^+$ 表示 $A^{(n)}$ 的Penrose-Moore伪逆。从 $\hat{B}^{(n)}$ 中得到每个用户各发射天线的编码符号序列,再依据空时分组码的编码结构进行最大似然解码,得到各用户空时编码器的原始输入符号序列。图3中给出的是基站阵元数分别为2,4,5时DOA的估计误差与SNR之间的关系。仿真实验中,活动用户数固定为5个,每根接收天线上SNR的变化范围为0~10dB,信道长度固定为7。不难看出,BER和DOA估计误差随阵元数的增加而降低。这一结果说明,本文算法可以通过增加接收机阵元数目,较好地减轻多用户情形下的共信道干扰。此外,仿真结果还表明,本文算法与已知准确信道信息的解相关检测器相比会带来一定的性能损失。

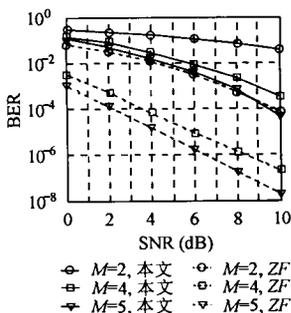


图2 BER随SNR的变化

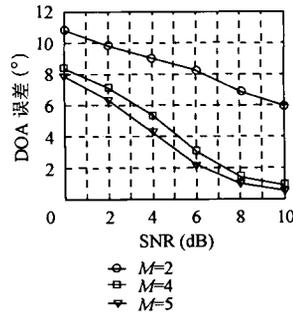


图3 DOA估计误差随SNR的变化

实验2 直接解码算法的误码率性能与活动用户数的关系

图4给出了基站接收阵元数分别为2,4,5时BER随用户数增加的变化曲线。图5中给出的是阵元数分别为2,4,5时DOA的估计误差随用户数增加的变化曲线。仿真实验

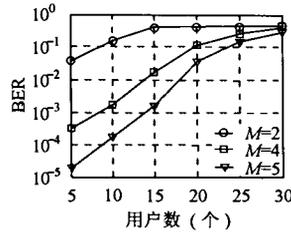


图4 BER随活动用户数的变化

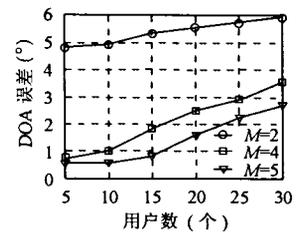


图5 DOA估计误差随活动用户数的变化

中,每根接收天线上的SNR固定为10dB,活动用户数从5增加到30。显然,当阵元数增加时,系统性能会得到改善。不过,用户数的增加同时也会引起系统性能的下降。其原因在于,当符号序列长度一定时,随着用户数的增加,等效的用户数成倍增长,信号子空间的估计精度随之下降,这是子空间方法固有局限性的所在。

6 结论

针对基站使用ULA的空时分组编码MC-CDMA系统,本文构筑了蕴涵用户编码符号序列和DOA信息的辅助矩阵,并利用其编码符号序列与相应DOA自动配对的性质,从空间域实现了多用户编码符号信息的分离,得到了对应于每个用户的由其编码符号序列张成的信号子空间;进而,利用空时分组编码的正交结构以及发射符号的有限码集特性,从分离后的信号子空间中恢复出了用户的原始符号信息。与文献[6,7]相比,本文在多用户,且所有用户使用相同的空时分组编码器的情形下,无需任何训练序列、无需空时信道估计,闭式得到了所有用户原始发射符号序列的估计值。计算机仿真实验验证了本文算法的有效性。诚然,本文算法与已知准确信道信息的解相关多用户检测器相比会带来一定的性能损失,如何进一步优化本文算法的性能是今后的研究方向。

参考文献

- [1] Tarokh V, Jafarkhani H, Calderbank A R. Space-time block codes from orthogonal designs. *IEEE Trans. on Info. Theory*, 1999, 45(5): 1456 - 1467.
- [2] Li J, Letaief K B, Cao Z. Co-channel interference cancellation for space-time coded OFDM systems. *IEEE Trans. on Wireless Commun.* 2003, 2(1): 41 - 49.
- [3] Hu X Y, Chew Y H. Performance of space-time block coded MC-CDMA system over frequency selective fading channel using semi-blind channel estimation technique. *Proc. IEEE WCNC 2003, New Orleans, USA, Mar 2003, vol. 1: 414 - 419.*
- [4] Liu H, Xu G. A subspace method for signature waveform

- estimation in synchronous CDMA systems. *IEEE Trans. on Commun.*, 1996, 44(10): 1346 – 1354.
- [5] Liu H, Xu G. Closed-form blind symbol estimation in digital communications. *IEEE Trans. on Signal Processing*, 1995, 43(11): 2714 – 2723.
- [6] Swindlehurst A, Leus G. Blind and semi-blind equalization for generalized space-time block codes. *IEEE Trans. on Signal Processing*, 2002, 50(10): 2489 – 2498.
- [7] Swindlehurst A. Blind separation of space-time block coded signals via the analytic constant modulus algorithm. Proc. Sensor Array and Multichannel Signal Processing Workshop 2002, New York, USA, Aug. 2002: 447 – 451.
- [8] 殷勤业, 邹理和, Newcomb R W. 一种高分辨率二维信号参数估计方法——波达方向矩阵法. *通信学报*, 1991, 12(4): 1 – 7.
- [9] McCormick A, Grant P. Hybrid uplink multi-carrier CDMA interference cancellation receiver. *IEE Proc.-Commun.*, 2001, 148(2): 119 – 124.
- [10] Wang Z, Giannakis G. Wireless multicarrier communications. *IEEE Signal Processing Mag.*, 2000, 17(5): 29 – 48.
- [11] Zeng Y, Yin Q. Direct decoding of uplink space-time block coded multicarrier code division multiple access systems. Proc. IEEE ICC 2004, Paris, France, June 2004, vol.1: 226 – 230.
- [12] Z. Zhao, Q.Y. Yin, H. Zhang. Decoding of full rate space-time block code without channel state information in frequency selective fading channels, Proc. IEEE ICASSP 2003, Hong Kong, May 2003, vol.5: 121 – 124.
- 曾雁星: 男, 1977 年生, 博士生, 主要从事无线资源管理方面的研究工作.
- 殷勤业: 男, 1950 年生, 教授, 主要从事空间谱估计、智能天线、神经网络理论及应用和时频分析等方面的研究工作.
- 张一闻: 男, 1978 年生, 博士生, 研究方向为无线通信中的空时信号处理技术.
- 罗 铭: 男, 1977 年生, 博士生, 研究方向为空时编码、空时信号处理技术.