

基于正交空时编码的盲信道估计

曹雪虹¹, 姚维坚²

(1. 南京工程学院, 江苏南京 211167; 2. 艾诺通信系统有限责任公司, 江苏苏州 215021)

摘 要: 本文从MIMO OSTBC-OFDM系统的频域出发, 利用编码的正交特性建立数学模型, 采用归一化问题的最小值求解思想, 提出了一种基于二阶统计特性的子空间信道盲估计算法, 减少了数据的运算量。为了消除求解过程中出现的多个模糊度, 本文采用预编码技术, 提高了信道估计的精度。仿真实验证明, 该估计算法收敛性好, 对发送信号无特殊要求, 不增加传输带宽。

关键词: 盲信道估计; 正交空时码; MIMO; OFDM

中图分类号: TN91 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2009) 06-1237-05

Blind Channel Estimation Method Based on OSTBCs

CAO Xue-hong¹, YAO Wei-jian²

(1. Nanjing Institute of Technology, Nanjing, Jiangsu 211167, China; 2. Avonaco Communication Systems Inc, Suzhou, Jiangsu 215021, China)

Abstract: Based on the orthogonal feature, a mathematic model is established in frequency domain for MIMO OSTBC-OFDM systems. Then we present a subspace blind channel estimation method which subjects to the constrained optimization. This method has less computational complexity. Finally, we use precoding to resolve the ambiguities which are inherent to any second-order statistics (SOS) based method. The results show that the presented estimation method has faster convergence, and it has no constraint for input symbols or additional bandwidth consumption.

Key words: blind channel estimation; orthogonal space-time block codes (OSTBCs); multiple-input-multiple-output (MIMO); orthogonal frequency division multiplexing (OFDM)

1 引言

多输入多输出正交频分复用(MIMO-OFDM)技术可以支持高速数据传输, 具有抗频率选择性衰落和频谱利用率高等优点, 被认为是下一代无线通信的核心技术。信道估计是该系统中相干检测的重要组成部分。常用的信道估计方法是导频辅助信道估计, 但是导频信号的存在降低了有效数据传输效率, 特别是在时变信道中, 训练序列必须循环发送以便更新信道估计值。因此在高速率的数字无线通信系统中, 盲信道估计技术显示出了特别的优势。

近年来, 研究基于二阶统计特性的盲估计算法越来越多, 并将这些算法与MIMO-OFDM系统结合起来。文献[1]和文献[2]首先针对多入单出空时码(MISO-STC-OFDM)系统提出了利用噪声子空间的盲估计算法, 这些算法有着很好的性能, 且收敛快, 只需有限多个样本, 对信道阶数过估计也有鲁棒性。但文献[1]要求信道互质且发送信号恒模调制。文献[2]虽克服了上述缺点, 但要求发送信号是实数。文献[3]和[4]针对MIMO-OFDM系统分别提出了子空间的盲估计方法, 但是存在着要求接收天

线数大于发送天线数、信道互质等局限性。为此, 文献[5]利用空时码的特殊结构, 针对MIMO-STC-OFDM系统, 提出了性能更为优异的子空间盲估计方法, 它克服了上述缺点, 但是问题也随之而来, 该算法只能针对输入信号为实数或者复对称的情况, 此时所有信道响应只取决于两个模糊矩阵, 再利用少量导频训练符号求出模糊矩阵。该算法的复杂度高, 系统性能与导频数量密切相关。

本文从信道的频域模型出发, 根据文献[6]对OSTBC系统的建模思想及文献[7]对归一化问题的最小值求解的方法, 结合预编码技术, 提出新的盲估计算法。

2 系统描述

具有 N_t 个发送天线和 N_r 个接收天线的MIMO-OSTBC-OFDM系统如图1所示, 系统子载波总数为 K , 假设在时刻 n 的发送数据块为 $D = [D_1, D_2, \dots, D_K]$, 其中 $D_k = [d_1, d_2, \dots, d_P]^T$, d_i 为映射调制后的信号, P 为空时编码的输入符号数。

取连续 T 个时刻的数据, 对每个子载波上的数据 D_k 进行空时编码, 得到 S_k :

$$S_k = G(D_k) = \begin{bmatrix} S_1(n, k) & S_2(n, k) & \cdots & S_{N_t}(n, k) \\ S_1(n+1, k) & \ddots & \ddots & \cdots \\ \cdots & \ddots & \ddots & \cdots \\ S_1(n+T-1, k) & \cdots & S_{N_t-1}(n+T-1, k) & S_{N_t}(n+T-1, k) \end{bmatrix} \quad (1)$$

其中 $G(D)$ 为 $T \times N_t$ 维的正交空时编码矩阵, 编码效率为 P/T .

由于多载波技术中每个子载波信道的数据可以区分出来, 因此接收到的数据流可写成如下矩阵格式:

$$Y = \begin{bmatrix} Y(0) \\ \cdots \\ Y(n) \\ Y(n+1) \\ \cdots \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y(0, 1) & Y(0, 2) & \cdots & Y(0, K-1) & Y(0, K) \\ \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots \\ Y(n, 1) & Y(n, 2) & \cdots & Y(n, K-1) & Y(n, K) \\ Y(n+1, 1) & Y(n+1, 2) & \cdots & Y(n+1, K-1) & Y(n+1, K) \\ \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots \end{bmatrix}$$

其中 n 时刻第 k 个子载波上的频域数据矢量可写为:

$$Y(n, k) = H(n, k) S(n, k) + V(n, k) \quad (2)$$

式中 $S(n, k) = [S_1(n, k), S_2(n, k), \cdots, S_{N_t}(n, k)]^T$,

$V(n, k)$ 是 $N_r \times 1$ 的信道高斯白噪声矢量,

$$H(n, k) = \begin{bmatrix} H_{1,1}(n, k) & H_{2,1}(n, k) & \cdots & H_{N_t,1}(n, k) \\ H_{1,2}(n, k) & H_{2,2}(n, k) & \cdots & H_{N_t,2}(n, k) \\ \cdots & \cdots & \cdots & \cdots \\ H_{1,N_r}(n, k) & H_{2,N_r}(n, k) & \cdots & H_{N_t,N_r}(n, k) \end{bmatrix}$$

为 $N_r \times N_t$ 维子信道 k 的频域信道矩阵.

由于在接收端可以对每个子信道的数据分离, 因此可以类似的独立对各个子信道参数进行估计, 以下对某个子信道盲估计的算法, 可以运用到任意子信道中. 为了书写方便, 略去标识 k .

$$\text{令 } Y \triangleq [Y(1) \ Y(2) \ \cdots \ Y(T)]^T,$$

$$S \triangleq [S(1) \ S(2) \ \cdots \ S(T)]^T,$$

$$V \triangleq [V(1) \ V(2) \ \cdots \ V(T)]^T$$

$$Y(t) = [Y_1(t), Y_2(t), \cdots, Y_{N_r}(t)]^T$$

$$S(t) = [S_1(t), S_2(t), \cdots, S_{N_t}(t)]^T$$

$$V(t) = [V_1(t), V_2(t), \cdots, V_{N_r}(t)]^T$$

式(1)和式(2)分别简写为:

$$S = G(D) \quad (3)$$

$$Y = HS + V \quad (4)$$

根据正交空时码的性质^[6], $G(D)$ 满足:

(1) $G(D)$ 中的所有元素由 $d_1, d_2, \cdots, d_P$ 或它们的

复共轭线性构成;

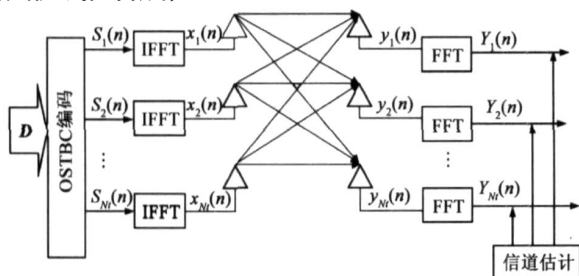


图1 MIMO OSTBC-OFDM系统框图

(2) 对任意的 D , 满足 $G^H(D) G(D) = \|D\|^2 I_{N_t}$ 式中上标 H 表示对矩阵的 Hermitian 共轭转置, $\|\cdot\|^2$ 表示 Euclidean 模的平方, I_{N_t} 表示 $N_t \times N_t$ 维的对角单位阵. 因此 $G(D)$ 可以表示为

$$G(D) = \sum_{k=1}^P C_k \text{Re}\{d_k\} + D_k \text{Im}\{d_k\} \quad (5)$$

其中 $\text{Re}\{d\}$ 和 $\text{Im}\{d\}$ 分别表示 d 的实部和虚部,

$$C_k \triangleq G(e_k), D_k \triangleq G(j e_k),$$

e_k 是 $P \times 1$ 维矢量, 第 k 位元素置为 1, 其余为 0; $j = \sqrt{-1}$;

结合式(5), 可以将式(4)写成如下形式:

$$Y = A(H) D + \Delta \quad (6)$$

其中 $\Delta \triangleq \begin{bmatrix} \text{vec}\{\text{Re}(Y)\} \\ \text{vec}\{\text{Im}(Y)\} \end{bmatrix}$, $\text{vec}(Y)$ 代表将矩阵 Y 列矢量化,

$$A(H) = [C_1 H, \cdots, C_P H, D_1 H, \cdots, D_P H] \quad (7)$$

由于采用了正交空时分组编码, 可以得到:

$$A^T(H) A(H) = \|H\|_F^2 I_{2P \times 2P} \quad (8)$$

其中 $\|H\|_F$ 表示 H 的 Frobenius 模.

3 信道盲估计方法描述

本文针对 MIMO OSTBC-OFDM 系统, 利用正交空时码的特殊性质式(6)和式(8), 提出新的频域盲估计算法, 在其性能没有损失的情况下, 可以大大减小算法的复杂度.

3.1 信道的矢量化

将 h 定义为 $h \triangleq H$, 从而 $A(H)$ 可以表示为 $A(h)$, 观察式(7)后发现, 由于 C_i, D_i 的元素只可能是 -1, 0 和 1, 所以可以把 $A(h)$ 看成是关于 h 的线性变换, 因此存在一个惟一的 $4PN_rT \times 2N_rN_t$ 矩阵 Φ , 使得

$$\text{vec}\{A(h)\} = \Phi h \quad (9)$$

由式(8)得到:

$$\text{tr}\{A^T(h) A(h)\} = 2P \|h\|_F^2 \quad (10)$$

其中 $\text{tr}(A)$ 表示矩阵 A 的迹. 因为 $\text{tr}\{A^T(h) A(h)\} =$

$\text{vec}\{A(h)\}^T \text{vec}\{A(h)\}$, 所以将式(9)代入式(10)得:

$$\text{tr}\{A^T(h)A(h)\} = h^T \Phi^T \Phi h = 2P \|h\|_F^2 \quad (11)$$

由于式(11)对于任意的 h 都成立, 所以可得到 $\Phi^T \Phi = 2PI_{2NtNr \times 2NtNr}$, 也就是说 Φ 的列是相互正交的.

3.2 接收数据的自相关分析

按照式(6)的数学模型, 将接收数据 Y 变化为 $\underline{Y}$ 形式. 假设噪声为白高斯 $N(0, \sigma)$ 且互不相关, 与发送信号也不相关, 当存在足够多的样本时, 对 $\underline{Y}$ 求自相关得:

$$R \triangleq E\{\underline{Y}\underline{Y}^T\} = A(h)A_D A^T(h) + \frac{\sigma^2}{2} I_{2NrT} \quad (12)$$

其中 $A_D \triangleq E\{\underline{D}\underline{D}^T\}$. 在实际情况下, 通常 R 是按如下公式计算得到的: $\hat{R} = \frac{1}{J} \sum_{j=1}^J \underline{Y}_j \underline{Y}_j^T$, 其中 J 表示用到的样本数.

由于发送序列 D 中的元素是互不相关的, 当样本足够时, A_D 是对角矩阵, 对角元素代表的是序列 D 的平均功率, 所以它的大小只与映射调制的星座图有关. 因此如果接收双方约定的话, A_D 对于接收端是已知的.

对式(12)右乘 $A(h)/\|h\|$ 得:

$$R \frac{A(h)}{\|h\|} = \frac{A(h)}{\|h\|} \{A_D \|h\|^2 + \frac{\sigma^2}{2} I_{2P}\} \quad (13)$$

令 $A = A_D \|h\|^2 + \frac{\sigma^2}{2} I_{2P}$, 由于 $A(h)/\|h\|$ 的列矢量相互正交, 并且 A 是一个对角矩阵, 因此式(13)可以看成是接收数据自相关矩阵 R 的特征方程组合, 也就是说矩阵 A 上的对角元素是自相关矩阵 R 的 $2P$ 个特征值, 而 $A(h)/\|h\|$ 的列矢量就是那些特征值所对应的特征矢量.

3.3 目标函数建模

定理 1^[7] 设 Q 为 $m \times q$ 维实矩阵 ($q \leq m$), 对于任意的 $m \times m$ 维实对称矩阵 P , 如果满足 $Q^T Q = I_q$, 那么作为目标函数:

$$\min_Q \text{tr}(Q^T P Q) \quad (14)$$

的解 Q^* , 它的列空间是由矩阵 P 的 r 个最小特征值所对应的 r 个特征向量张成的, 此时满足 $\text{tr}\{Q^{*T} P Q^*\} = \sum_{i=1}^q v_i$, $v_i (i=1, \dots, q)$ 是矩阵 P 的最小的 q 个特征值.

将式(14)的 P 用上面的自相关矩阵 R 来代替, 令 $q=2P$, 那么根据定理 1 和上节的结论, 作为目标函数:

$$\min_Q \text{tr}(Q^T R Q), \text{ s.t. } Q^T Q = I_q \quad (15a)$$

的解 Q^* , 它满足 $\text{range}\{Q^*\} = \text{range}\{A(h)\}$, 并且

$$\text{tr}\{Q^{*T} R Q^*\} = \text{tr}\{A\} \quad (15b)$$

其中 $\text{range}\{Q\}$ 表示矩阵 Q 的范围空间(列空间).

令 $Q = A(\tilde{h})/\|\tilde{h}\|$, 由于 $A^T(\tilde{h})A(\tilde{h})/\|\tilde{h}\|^2 = I_{2P}$, 满足定理 1 的假设条件, 所以可以略去, 从而将式

(15) 的问题简化为:

$$\min_{\tilde{h}} \frac{\text{tr}\{A^T(\tilde{h})RA(\tilde{h})\}}{\|\tilde{h}\|^2} \quad (16a)$$

由于 $A(\tilde{h})$ 的特殊结构, 因此式(15a)和式(16a)是不完全等价的, Q 和 $A(\tilde{h})$ 的解也可能有所不同. 但是很容易看出式(16a)的最小值必定不会小于式(15a)的. 将式(12)代入目标函数式(16a), 同时由 $A^T(\tilde{h})A(\tilde{h})/\|\tilde{h}\|^2 = I_{2P}$ 得:

$$\text{对于 } \tilde{h} = h, \frac{\text{tr}\{A^T(\tilde{h})RA(\tilde{h})\}}{\|\tilde{h}\|^2} = \text{tr}\{A\} \quad (16b)$$

比较式(15a)和(16a)可知, 目标函数式(15a)和(16a)的最小值是一致的, 式(16)的解集可以看成是式(15)解集的一个子集. 因此, 对于使目标函数式(16a)达到最小值的 $\tilde{h}$, 有:

$$\text{range}\{A(\tilde{h})\} = \text{range}\{A(h)\} \quad (17)$$

令 Ω 表示满足式(17)的所有 $\tilde{h}$ 的集合, 为了得到信道矢量 h , 首先必须通过求式(16a)所有解来确定集合 Ω .

观察式(16a)的分子得:

$$\text{tr}\{A^T(\tilde{h})RA(\tilde{h})\} = \text{vec}\{A(\tilde{h})\}^T (I_{2P} \otimes R) \text{vec}\{A(\tilde{h})\}$$

将式(9)代入上式, 式(16a)的目标函数可重写为:

$$\min_{\tilde{h}} \frac{\tilde{h}^T \Phi^T (I_{2P} \otimes R) \Phi \tilde{h}}{\|\tilde{h}\|^2} \quad (18)$$

令 $\Pi = \Phi^T (I_{2P} \otimes R) \Phi$, 根据定理 1 得到, 式(18)解的列空间是由矩阵 Π 的 r 个最小特征值所对应的特征矢量张成的 (r 是指在无噪声情况下, Π 的最小特征值的个数), 因此 Ω 是由那些 r 个特征矢量所张成的.

3.4 信道参数求解

考虑 $r=1$ 最简单的情况, 可以得到 $\Omega = \{\tilde{h} | \tilde{h} = ah, \forall a \in \mathbb{R}\}$, 其中 $\mathbb{R}$ 表示实数集. 即在 $r=1$ 时, 只要找到 Ω 的任意一个解, 就可以一个比例因子模糊度确定出真实信道参数 h .

当 $r>1$ 时, 由 $h \in \Omega$ 可得, 信道参数 h 是由矩阵 Π 的 r 个最小特征值所对应的 r 个特征矢量线性构成. 所以, 已知 Ω 并不能够确定出真实的信道参数 h , 存在着 r 个模糊度. 通常可以通过少量的训练符号来解决这个模糊度^[5], 但这种方法占用了带宽, 因此本文不予采用, 而是采用预编码的方法来解决这个模糊度的问题.

下面分 $r=1$ 和 $r>1$ 两种情况说明信道参数 h 具体求解过程.

3.4.1 $r=1$ 的情况

此时式(18)的解为:

$$\tilde{h}_{\text{opt}} = \mathcal{E}\{\Pi\} \quad (19)$$

其中 $\mathcal{E}\{\Pi\}$ 表示矩阵 Π 的归一化解, 也就是矩阵 Π 奇异值分解后最小特征值所对应的特征矢量. 参考目标函数可知 $\tilde{h}/\|\tilde{h}\| = \tilde{h}_{\text{opt}}$, 所以对信道参数的估计值为:

$$\mathbf{h}_{\text{EST}} = \|\mathbf{h}_{\text{EST}}\| \tilde{\mathbf{h}}_{\text{opt}} \quad (20)$$

接下来考虑 $\|\mathbf{h}_{\text{EST}}\|$ 的求解, 结合式(16)得:

$$\min_{\tilde{\mathbf{h}}} \frac{\text{tr}\{\mathbf{A}^T(\tilde{\mathbf{h}}) \mathbf{R} \mathbf{A}(\tilde{\mathbf{h}})\}}{\|\tilde{\mathbf{h}}\|^2} = \text{tr}\{\mathbf{A}_D \|\mathbf{h}\|^2 + \frac{\sigma^2}{2} \mathbf{I}_{2P}\} \\ = \|\mathbf{h}\|^2 \text{tr}\{\mathbf{A}_D\} + P\sigma^2$$

因此

$$\|\mathbf{h}_{\text{EST}}\| = \sqrt{\frac{\text{tr}\{\mathbf{A}^T(\tilde{\mathbf{h}}_{\text{opt}}) \mathbf{R} \mathbf{A}(\tilde{\mathbf{h}}_{\text{opt}})\} - P\sigma^2}{\text{tr}\{\mathbf{A}_D\}}} \quad (21)$$

综合式(19)~(21)得:

$$\hat{\mathbf{h}}_{\text{EST}} = \sqrt{\frac{\text{tr}\{\mathbf{A}^T(\tilde{\mathbf{h}}_{\text{opt}}) \mathbf{R} \mathbf{A}(\tilde{\mathbf{h}}_{\text{opt}})\} - P\sigma^2}{\text{tr}\{\mathbf{A}_D\}}} \tilde{\mathbf{h}}_{\text{opt}} \quad (22)$$

3.4.2 $r > 1$ 的情况

采用简单的预编码技术, 在发送端空时编码之前, 对发送数据的实部和虚部分别乘以一定的因子, 从而使得矩阵 $\mathbf{H}$ 奇异值分解后的最小特征值只有一个, 即化为 $r = 1$ 的情况. 该预编码方案只是增加了一定的系统复杂度, 并没有占用带宽资源.

用一个对角化的 $2P \times 2P$ 维预编码矩阵 $\mathbf{F}$ 乘以 $\mathbf{D}$, 使得矩阵 $\mathbf{H}$ 最小特征值的个数为 1. 此时系统数学模型式(6)可化为:

$$\mathbf{Y} = \mathbf{A}(\mathbf{h}) \mathbf{F} \mathbf{D} + \mathbf{V}$$

其中 $\mathbf{F} = \text{diag}\{\alpha_1, \dots, \alpha_p, \alpha_{p+1}, \dots, \alpha_{2p}\}$. 接收数据的自相关矩阵变为:

$$\mathbf{R} = \mathbf{A}(\mathbf{h}) \mathbf{F} \mathbf{A}_D \mathbf{F}^T \mathbf{A}^T(\mathbf{h}) + \frac{\sigma^2}{2} \mathbf{I}_{2NrT} \quad (23)$$

矩阵

$$\mathbf{M} \triangleq \|\mathbf{h}\|^2 \mathbf{F} \mathbf{A}_D \mathbf{F} + \frac{\sigma^2}{2} \mathbf{I}_{2P} = \|\mathbf{h}\|^2 \mathbf{F}^2 \mathbf{A}_D + \frac{\sigma^2}{2} \mathbf{I}_{2P} \quad (24)$$

的 $2P$ 个对角元素就是上面自相关矩阵最小的 $2P$ 个特征值. 通过采用预编码方法, 使得矩阵 $\mathbf{M}$ 的对角元素相互不同, 也使得 $\mathbf{R}$ 的最小特征值的个数为 1.

定理 2^[7] 设 $\mathbf{Q}$ 为 $m \times q$ 维实矩阵 ($q \leq m$), $\mathbf{Z}$ 为 $q \times q$ 维实对角矩阵并且其对角元素相互不同. $\mathbf{P}$ 为任意 $m \times m$ 维实对称、特征值满足互不相同条件的矩阵. 如果满足 $\mathbf{Q}^T \mathbf{Q} = \mathbf{I}_q$, 那么作为目标函数:

$$\min_q \{\text{tr}(\mathbf{Q}^T \mathbf{P} \mathbf{Q} \mathbf{Z})\}$$

的解 $\mathbf{Q}^*$, 它的列空间是由矩阵 $\mathbf{P}$ 的 r 个最小特征值所对应的 r 个特征向量张成的, 并且这些列的前后顺序由 $\mathbf{Z}$ 矩阵对角元素的大小来定义. 此时满足 $\text{tr}\{\mathbf{Q}^{*T} \mathbf{P} \mathbf{Q}^*\} = \sum_{i=1}^q v_i$, $v_i (i = 1, \dots, q)$ 是矩阵 $\mathbf{P}$ 的最小的 q 个特征值.

将定理 2 中的 $\mathbf{Q}$ 、 $\mathbf{Z}$ 、 $\mathbf{P}$ 分别用 $\mathbf{A}(\tilde{\mathbf{h}})/\|\tilde{\mathbf{h}}\|$ 、 $\mathbf{F}$ 、 $\mathbf{R}$ 来代替, 与上面对定理 1 的分析过程类似, 得到下面的无限制目标函数:

$$\min_{\tilde{\mathbf{h}}} \frac{\text{tr}\{\mathbf{A}^T(\tilde{\mathbf{h}}) \mathbf{R} \mathbf{A}(\tilde{\mathbf{h}})\}}{\|\tilde{\mathbf{h}}\|^2}$$

其解 $\mathbf{A}(\tilde{\mathbf{h}})$ 是唯一的, 它的列是矩阵 $\mathbf{R}$ 的 $2P$ 个归一化特征矢量, 并且列的前后顺序由矩阵 $\mathbf{F}$ 对角元素的大小来定义. 按照相似的步骤将上式重写为:

$$\min_{\tilde{\mathbf{h}}} \frac{\tilde{\mathbf{h}}^T \Phi^T (\mathbf{I}_{2P} \otimes \mathbf{R}) \Psi \tilde{\mathbf{h}}}{\|\tilde{\mathbf{h}}\|^2} \quad (25)$$

其中 $4PNrT \times 2NrT$ 维矩阵 Ψ 满足:

$$\text{vec}\{\mathbf{A}(\mathbf{h}) \mathbf{F}\} = \Psi \mathbf{h} \quad (26)$$

由于经过预编码后, 矩阵 $\Phi^T (\mathbf{I}_{2P} \otimes \mathbf{R}) \Psi$ 的最小特征值的个数仅为一个, 从而式(25)的解就是该最小特征值所对应的特征矢量. 因此求解的方法与 $r = 1$ 情况类似.

由式(9)和式(26)得 Ψ , 式(25)中 $\tilde{\mathbf{h}}$ 的解为:

$$\begin{aligned} \tilde{\mathbf{h}}_{\text{opt}} &= \mathbf{E}\{\Phi^T (\mathbf{I}_{2P} \otimes \mathbf{R}) \Psi\} \\ &= \mathbf{E}\{\Phi^T (\mathbf{I}_{2P} \otimes \mathbf{R}) (\mathbf{F} \otimes \mathbf{I}_{2NrT}) \Phi\} \\ &= \mathbf{E}\{\Phi^T (\mathbf{F} \otimes \mathbf{R}) \Phi\} \end{aligned} \quad (27)$$

对信道参数的估计为 $\hat{\mathbf{h}}_{\text{EST}} = \|\hat{\mathbf{h}}_{\text{EST}}\| \hat{\mathbf{h}}_{\text{opt}}$.

接下来考虑 $\|\hat{\mathbf{h}}_{\text{EST}}\|$ 的求解, 根据定理 2, 结合式(23)和式(24)得到

$$\min_{\tilde{\mathbf{h}}} \frac{\text{tr}\{\mathbf{A}^T(\tilde{\mathbf{h}}) \mathbf{R} \mathbf{A}(\tilde{\mathbf{h}})\}}{\|\tilde{\mathbf{h}}\|^2} = \text{tr}\{\|\mathbf{h}\|^2 \mathbf{F}^2 \mathbf{A}_D + \frac{\sigma^2}{2} \mathbf{I}_{2P}\} \\ = \|\mathbf{h}\|^2 \text{tr}\{\mathbf{F}^2 \mathbf{A}_D\} + P\sigma^2$$

再结合式(27), 得 $\|\hat{\mathbf{h}}_{\text{EST}}\|$ 为:

$$\|\hat{\mathbf{h}}_{\text{EST}}\| = \sqrt{\frac{\text{tr}\{\mathbf{A}^T(\tilde{\mathbf{h}}_{\text{opt}}) \mathbf{R} \mathbf{A}(\tilde{\mathbf{h}}_{\text{opt}})\} - P\sigma^2}{\text{tr}\{\mathbf{F}^2 \mathbf{A}_D\}}}$$

所以最终得到的对信道估计 $\hat{\mathbf{h}}_{\text{EST}}$ 为:

$$\hat{\mathbf{h}}_{\text{EST}} = \sqrt{\frac{\text{tr}\{\mathbf{A}^T(\tilde{\mathbf{h}}_{\text{opt}}) \mathbf{R} \mathbf{A}(\tilde{\mathbf{h}}_{\text{opt}})\} - P\sigma^2}{\text{tr}\{\mathbf{F}^2 \mathbf{A}_D\}}} \hat{\mathbf{h}}_{\text{opt}} \quad (28)$$

比较式(22)和式(28)可看出, $r = 1$ 时的情况就是 $\mathbf{F} = \mathbf{I}_{2P}$ 时的特例.

4 算法仿真与性能分析

假定 2×2 的 MIMO OSTBC-OFDM 系统, 子载波数为 32, 循环前缀长度为 7. 利用 Jakes 模型产生长度为 5 的瑞利多径衰落 MIMO 信道^[8], 信道功率时延分布为指数分布. 假设信道变化缓慢, 即在信道估计时保持不变. 发送信号经 BPSK 映射后首先进行预编码(解模糊度), 预编码矩阵选定原则是: 使编码后的平均发送功率与编码前相同, 即使得编码矩阵 $\mathbf{F}$ 满足 $\text{tr}\{\mathbf{F}^T \mathbf{F}\} = 2P$ 条件, P 为空时编码的输入符号数. 现选定为 $\mathbf{F} = \text{diag}\{\sqrt{0.4}, \sqrt{0.8}, \sqrt{1.2}, \sqrt{1.6}\}$, 随后经 2×2 的 Alamouti 编码、OFDM 调制等再发送.

性能分析以估计信道的归一化均方误差 NMSE 为

$$\text{度量: } \text{NMSE} = \frac{\|\hat{\mathbf{H}} - \mathbf{H}\|^2}{\|\mathbf{H}\|^2}$$

图 2 是基于子空间的 MIMO OSTBC-OFDM 系统盲信道估计算法的性能曲线图,此时用于盲估计的数据块数 J 为 300 个.文献[5]提出的盲估计算法,导出了当输入信号是实数或复对称时,信道响应取决于 2 个模糊矩阵,然后通过加入少量的导频训练符号求出模糊矩阵,从而得到信道估计(图中标示“导频方法”).为了不使传输速率下降很多,导频数量不能取得太多,这里采用 4 个训练符号,导频数量少会影响估计精度.文献 5 中作为对照,用准确信道参数代替导频进行了仿真(图中标示“最优解”),其性能明显好得多.本文提出的新算法与导频方法比较,能够在信噪比较小的时候获得较好的性能,这是因为此时导频符号本身受到较大的噪声干扰,不够精确所致.

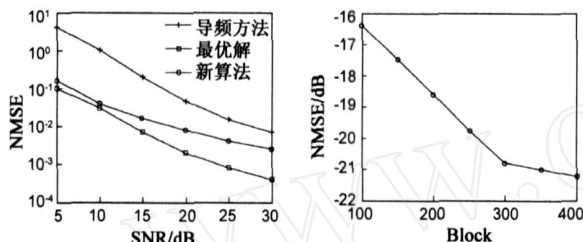


图2 基于子空间的MIMO OSTBC OFDM系统盲信道估计算法的性能曲线图

图 3 是本文估计算法收敛性分析曲线图,横轴表示用于估计的数据块,纵轴表示归一化均方误差(NMSE).此时的信噪比为 16.从图中看到该算法有着不错的收敛特性,300 左右的数据块就能获得较好的性能.

此外,本文的新算法在计算复杂度上也有优势,算法中只需进行一次奇异值分解,待分解矩阵的维数为 $2NtNr \times 2NtNr$,而在导频算法中需要进行二次奇异值分解,其中第二次待分解矩阵的维数为 $2(NrM - NtK/2)K \times 2Nr(L+1)$, $M = K + L$, K 表示载波数, L 为循环前缀或填零长度.由于进行奇异值分解的计算时间复杂度为 $O(m \times n^2)$ (m, n 分别表示矩阵行和列).因此虽然新算法需要进行 K 次维数为 $2NtNr \times 2NtNr$ 分解,但是就复杂度来讲仍然远小于导频算法.另外在本算法中对输入信号的星座没有要求,而且采用了预编码的技术来克服模糊度,虽然给系统设计造成了一定的复杂度,但是它不需要训练符号,节省了带宽资源.

5 结语

频域盲信道估计虽然避免了在时域盲估计中通常遇到的问题,如信道阶数过估计、非互质信道等,但一般来说,对于 MIMO-OFDM 系统,由于子信道数量很多,往往运算量很大.本文首先利用正交空时编码系统的

性质,即系统传输函数 $A(h)$ 列矢量相互正交特性,在频域建立数学分析模型.然后依据该模型,利用归一化问题最小值求解的思想,对信道矢量进行基于二阶统计特性的子空间盲估计,减少了数据的运算量.另外,为了消除求解过程中出现的多个模糊度问题,采用了预编码技术,提高了信道估计的精度.本方法收敛性好,对发送信号无特殊要求,不增加传输带宽.

参考文献:

- [1] Liu Z, Giannakis G B, Barbarossa S. Transmit antennae space-time block coding for generalized OFDM in the presence of unknown multipath[J]. IEEE J Select Areas Commun, 2001, 19 (7), 1352 - 1364.
- [2] Zeng Y, Ng T S. Subspace-based semi-blind channel estimation for STC-OFDM[A]. IEEE International Conference on Communications [C]. Paris, France: IEEE Communications Society Press, 2004. 2422 - 2426.
- [3] Zeng Y, Ng T S. A semi-blind channel estimation method for multiuser multiantenna OFDM systems[J]. IEEE Trans on Signal Processing, 2004, 52(5): 1419 - 1429.
- [4] Fu H, Fung P H W, Sun S. Semiblind channel estimation for MIMO-OFDM[A]. IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications [C]. Barcelona, Spain, IEEE Press, 2004. 3: 1850 - 1854.
- [5] Zeng Y, Lam W H, Ng T S. Semiblind channel estimation and equalization for MIMO space-time coded OFDM [J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications, 2006, 53(2): 463 - 474.
- [6] Gharavi-Alkhansari M, Gershman A B. Constellation space invariance of orthogonal space-time block codes[J]. IEEE Trans on Information Theory, 2005, 51(1): 331 - 334.
- [7] Manton J H. Optimization algorithms exploiting unitary constraints[J]. IEEE Trans on Signal Processing, 2002, 50(3): 635 - 650.
- [8] 杨大成,等. 移动通信环境:理论基础、分析方法和建模技术[M]. 北京:机械工业出版社, 2003.

作者简介:



曹雪虹 女, 1964 年出生于江苏省苏州市, 南京工程学院副院长、教授、博士生导师. 研究方向为多载波调制、无线通信系统和信息理论.
Email: caoxh@njit.edu.cn

姚维坚 男, 1980 年出生于江苏省张家港市, 艾诺通信系统(苏州)有限责任公司研发工程师, 2006 年 4 月获南京邮电大学信号与信息处理专业硕士学位, 目前主要进行 IMS 系统中多媒体音视频技术的研究与应用. Email: yaowj@avonaco.com