

垂直分层多载波系统的直接解码

张红^{1,2}, 殷勤业¹

(1. 西安交通大学电子与信息工程学院, 710049, 西安; 2. 西安科技大学通信与信息工程学院, 710054, 西安)

摘要: 针对垂直分层多载波系统在下行频率选择性衰落的直接解码问题, 提出了一种改进方法. 该方法在发射端增加对符号的贴标签次数以增大冗余信息, 在接收端构造增广信号形成旋转不变性结构, 进而可采用二维波达方向矩阵方法直接解码. 该方法不仅克服了通常要求接收天线数大于发射天线数的限制, 而且在相同误码率情况下, 对信噪比有较大改善. 仿真结果表明, 当误码率为 10^{-3} 时, 改进的算法比原方法所需信噪比减少 4~8 dB.

关键词: 频率选择性衰落信道; 盲估计; 垂直分层空时码; 多载波

中图分类号: TN911.3 **文献标识码:** A **文章编号:** 0253-987X(2007)04-0501-03

Blind Decoding Algorithm in Vertical Layered Multi-Carrier System

Zhang Hong^{1,2}, Yin Qinye²

(1. School of Electronics and Information Engineering, Xi'an Jiaotong University, Xi'an 710049, China; 2. School of Communication and Information Engineering, Xi'an University of Science and Technology, Xi'an 710054, China)

垂直型贝尔实验室分层空时码(V-BLAST)在高速数据传输场合会产生频率选择性衰落. V-BLAST 系统通常要求接收天线个数不小于发射天线个数^[1-4], 这一要求限制了它在无线下行传输中的应用. 针对以上两种情况, 本文提出了一种克服频率选择性衰落和接收天线限制的改进直接解码算法.

1 系统模型

将多载波和 V-BLAST 结合形成的垂直分层多载波系统可以克服频率选择性衰落^[4]. 假设发射天线数和接收天线数分别为 M 和 N , 高速串行数据 S_i ($i=1, 2, \dots$) 经空间解复用后分配到 M 个发射天线通道上, 每个发射天线通道的数据再进行串并变换, 细分成 G 条子分支. 这样, 每 MG 个高速串行数据经空间解复用和串并变换后形成 MG 条并行的低速数据, 它可用 $1 \times MG$ 维空频符号矢量 $\mathbf{S}$ 来表示. 为了区分各分支上的数据, 给每一分支上的数据贴上不同的标签. 假设在第 m 个发射天线通道上第 i 条分支的标签为 $a_m(i)$, 它对数据仅起到旋转的作

用, 并不改变数据幅度, 同时为了保证同一天线上相邻分支旋转角间隔最大, 可取 $a_m(i) = \exp(j2\pi(m-1+(i-1)M)/MG)$. 将所有 MG 个 $a_m(i)$ 顺序排列起来形成对角标签矩阵 $\mathbf{A}$ 的主对角线元素, 同时在各分支上形成 $[1, a_m(i), a_m^2(i)]$ 组成的标签码矢量 $\mathbf{B}_{m,i}$, 它与各分支上的数据相乘. 同一天线通道的 G 条子分支先统一进行离散逆傅里叶变换, 再经过加循环前缀和并串变换送至天线. 各接收天线接收的信号分别在各自通道经串并变换、去循环前缀和离散傅里叶变换后统一送到直接解码器进行解码. 由于在发送端和接收端综合使用加循环前缀和去循环前缀的操作可以去除块间干扰 (IBI), 因而接收端收到的对应于同一 $\mathbf{S}$ 的 $1 \times MG$ 维无 IBI 接收数据矢量为 $\mathbf{x} = \mathbf{SH}$, $\mathbf{x}_{B1} = \mathbf{SAH}$ 和 $\mathbf{x}_{B2} = \mathbf{SA}^2\mathbf{H}$, 其中 $\mathbf{H}$ 是 $MG \times NG$ 维信道矩阵^[4].

2 直接解码方法

根据接收数据矢量, 分别构造 2 个 $1 \times 2NG$ 维无 IBI 扩展接收数据的矢量

$$Y = [x \ x_{B1}] = [SH \ SAH] = S[H \ AH] = S\tilde{H} \quad (1)$$

$$Z = [x_{B1} \ x_{B2}] = [SAH \ SA^2H] = SA[H \ AH] = SA\tilde{H} \quad (2)$$

式中: $MG \times 2NG$ 维增广矩阵 $\tilde{H} = [H \ AH]$, 其中 $\tilde{H}$ 为信道矩阵。

将连续 K 个 Y 叠接起来, 考虑到噪声情况, 可得到如下式所描述的 $K \times 2NG$ 维增广接收数据矩阵

$$y = [Y^T(1) \ Y^T(2) \ \cdots \ Y^T(K)]^T + n_1 = s\tilde{H} + n_1 \quad (3)$$

式中: $Y(i)$ 为第 i 个扩展接收数据矢量; n_1 为 $K \times 2NG$ 维噪声矩阵; s 为 $K \times MG$ 维增广符号矩阵, 是由连续 K 个不同 S 堆叠而成的, 即 $s = [S^T(1) \ S^T(2) \ \cdots \ S^T(K)]^T$, 其中 $S(i)$ 表示第 i 个空频符号矢量。类似地, 可得到 $K \times 2NG$ 维增广接收数据矩阵

$$z = [Z^T(1) \ Z^T(2) \ \cdots \ Z^T(K)]^T + n_2 = sA\tilde{H} + n_2 \quad (4)$$

式中: $Z(i)$ 与第 i 个扩展接收数据矢量 Z 相对应; n_2 为 $K \times 2NG$ 维噪声矩阵。

2.1 直接解码算法

观察式(3)、式(4)可以发现: 垂直分层多载波系统具有旋转不变性。因此, 可以用二维波达方向矩阵(DOA-MATRIX)方法直接解码^[5]。分别定义无 IBI 增广接收数据矢量 y 的自相关矩阵和无 IBI 增广接收数据矢量 z 和 y 之间的互相关矩阵

$$R_{yy} = E[yy^H] = sR_{\tilde{H}\tilde{H}}s^H + \sigma_n^2 I_K = R_{yy,0} + \sigma_n^2 I_K \quad (5)$$

$$R_{zy} = E[zy^H] = sAR_{\tilde{H}\tilde{H}}s^H \quad (6)$$

式中: R_{yy} 和 R_{zy} 均为 K 阶方阵; $R_{\tilde{H}\tilde{H}}$ 为增广信道矩阵 $\tilde{H}$ 的自相关矩阵, 它是 MG 阶方阵。实际上, 当 M 个发射天线与接收天线之间的所有 MN 个无限脉冲响应(FIR)信道互不相关时, 矩阵 $R_{\tilde{H}\tilde{H}}$ 是非奇异阵, 并且矩阵 $R_{yy,0}$ 的秩为 MG 。这也意味着 $R_{yy,0}$ 只有 MG 个非 0 特征值。假设 μ_j 和 v_j 分别表示矩阵 $R_{yy,0}$ 的特征值和相应的特征矢量, 可以得到 $\mu_1 \geq \mu_2 \geq \cdots \geq \mu_{MG} > \mu_{MG+1} = \mu_{MG+2} = \cdots \mu_K = 0$ 。可以通过特征值排序的方法找到 MG 个非 0 特征值及其对应的特征向量, 根据这些特征值及其对应的矢量就可以计算矩阵 $R_{yy,0}$ 的 Penrose-Moore 伪逆

$$R_{yy,0}^+ = \sum_{j=1}^{MG} \frac{1}{\mu_j} v_j v_j^H \quad (7)$$

采用 R_{zy} 和 $R_{yy,0}^+$ 定义如下辅助矩阵

$$R = R_{zy} R_{yy,0}^+ \quad (8)$$

辅助矩阵 R 的非 0 特征值和相应的特征矢量分别是前述的各个标签 $a_m(i)$ 和增广符号矩阵 s 的各个列矢量, 即 $Rs = sA$ 。这样, 通过对辅助矩阵 R 进行特征分解后就得到原始信号的盲估计。可以看到, 标签起到判断解码数据次序的作用。本文的直接解码方法在估计值和实际值之间不可避免地存在着模糊复系数, 利用通信中的有限码集特性和差分调制编码可去除模糊复系数造成的影响。

3 仿真结果

仿真采用差分二相相移键控(DBPSK)调制方式, 进行 200 次 Monte-Carlo 实验。直接解码算法性能用误比特率(E_{BER})随接收信噪比(R_{SN})变化的曲线来描述。

3.1 $N > M$ 直接解码性能

实验参数设置为 $M=4, N=5, G=4, L=3$, $K=32$ 或 $K=64$ 。图 1 给出了 E_{BER} 随 R_{SN} 变化的曲线。由图 1 可以看出, 当 $K=32$ 时, 本文改进算法比文献[4]算法需要的 R_{SN} 要小 4~7 dB, 而且随着 E_{BER} 逐渐减小, 两种算法需要的 R_{SN} 差距逐渐变大。当 $K=64$ 时, 本文改进算法比文献[4]算法所需的 R_{SN} 要小 6~8 dB, 同样随着 E_{BER} 逐渐减小, R_{SN} 差距逐渐变大。总体来说, $K=64$ 的性能要好于 $K=32$ 时的性能。

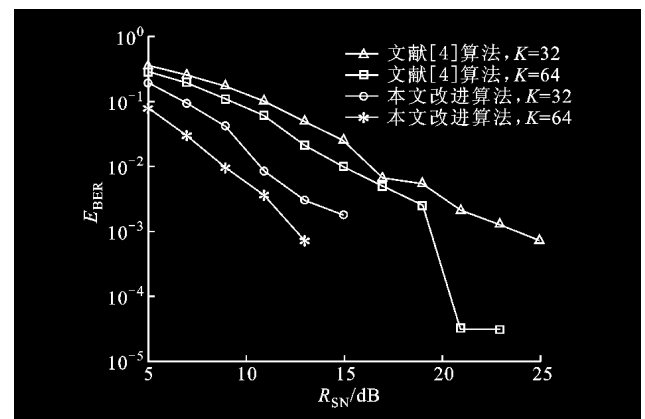


图1 两种算法的误比特率随接收信噪比变化的比较

3.2 $N < M$ 直接解码性能

实验参数设置为 $M=4, N=3, G=4, L=3$ 。文献[4]在这种情况下不能直接解码, 而本文改进算法的解码效果较好。图 2 给出了 K 分别为 32 和 64

时, E_{BER} 随 R_{SN} 变化的曲线. 可以看到: 随着 R_{SN} 逐渐增大, E_{BER} 下降较快; 接收符号组数 K 增大, E_{BER} 性能变好. 这是因为: R_{SN} 增大, 噪声的影响相对减少, 直接解码性能提高; 接收符号组数 K 越大, 对信号协方差矩阵的估计就越精确, 信号空间就越接近真实的空间.

假设高速串行数据的符号持续期为 T_s , 经过空间复用和串并变换后每个分支上低速数据的符号持续期为 T_s 的 MG 倍. 如果标签码矢量 $\mathbf{B}_{m,i}$ 中每个元素持续的时间是 $MG \times T_s / 3$, 就不会降低整个数据的传输速率.

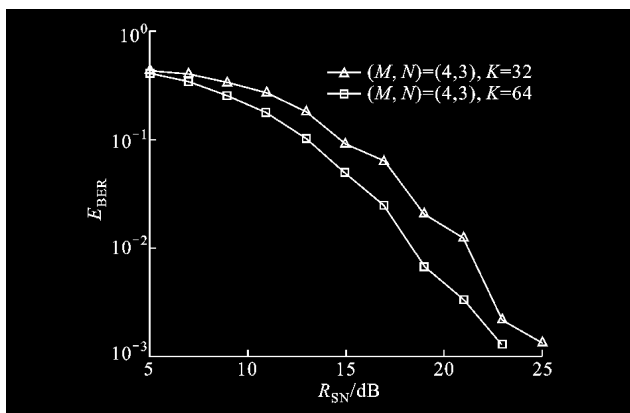


图2 $N < M$ 时 E_{BER} 随 R_{SN} 的变化曲线

4 结 论

针对频率选择性多载波 V-BLAST 系统, 提出了一种改进的旋转不变性联合空时频编码方法. 该方法利用增加的时间域冗余信息在接收端构造出旋转不变结构, 进而可以利用 DOA-MATRIX 方法进行直接解码. 正是由于这种冗余减少了对接收天线数目的要求, 使得算法更适合应用在下行无线通信

中, 而且可以做到在不损失数据传输速率的情况下获得更低的误码率.

参考文献:

- [1] Wolniansky P W, Foschini G J, Golden G D, et al. V-BLAST: an architecture for realizing very high data rates over the rich-scattering wireless channel [C]// Conference Proceedings of the International Symposium on Signals, Systems and Electronics. Piscataway, USA: IEEE, 1998: 295-300.
- [2] Zhao Zheng, Yin Qinye, Zhang Hong, et al. A vertical layered space-time code and its closed-form blind symbol detection [J]. Journal of Electronics, 2003, 20 (2): 102-109.
- [3] 邓科, 殷勤业, 曾雁星. 垂直分层空时编码的直接解码和盲信道估计算法 [J]. 通信学报, 2004, 25 (12): 14-22.
Deng Ke, Yin Qinye, Zeng Yanxing. Blind decoding and channel estimation algorithms for vertical layered space-time-coding [J]. Journal of China Institute of Communication, 2004, 25(12): 14-22.
- [4] 吴晓军, 李星, 王继龙. 频率选择性 OFDM V-BLAST 系统的直接解码算法 [J]. 电子学报, 2005, 33 (4): 608-612.
Wu Xiaojun, Li Xing, Wang Jilong. Direct decoding algorithm for frequency-selective OFDM V-BLAST system [J]. Acta Electronica Sinica, 2005, 33 (4): 608-612.
- [5] Yin Q Y, Newcomb R W, Zou L H. Estimating 2-D angles of arrival via two parallel linear arrays [C]// IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing. Piscataway, USA: IEEE, 1989: 2803-2806.

(编辑 刘杨)