

# 一种空时分组码的迭代盲解码和频偏估计

罗 铭, 殷勤业, 邓 科

(西安交通大学电子与信息工程学院, 710049, 西安)

摘要: 针对收发两端存在载频偏移时, 频率选择性信道下 3 发 1 收空时分组码的解码问题, 提出了一种不需预知信道信息即可完成解码和载频偏移估计的迭代算法. 该算法利用子空间方法对信道进行盲均衡, 然后利用空时分组码的编码结构和信号的有限码集特性, 迭代地估计出各发射天线同接收端之间的载频偏移并完成解码, 同时利用空时分组码的正交结构, 将三维寻优问题转化为 3 个一维寻优问题, 从而降低了迭代算法的复杂度. 与原有的直接盲解码算法相比, 该算法的信噪比性能提高了 3~5 dB.

关键词: 载频偏移; 空时分组码; 盲均衡; 迭代

中图分类号: TN911 文献标识码: A 文章编号: 0253-987X(2004)12-1319-02

## Iterative Blind Decoding and Carrier Frequency Offsets Estimation for a Space - Time Block Code

Luo Ming, Yin Qinye, Deng Ke

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

在空时分组编码系统中, 收发端的载频偏移会破坏空时编码的正交结构, 从而降低了原有盲解码方法<sup>[1,2]</sup>的性能. 鉴于此, 本文提出了一种频率选择性信道下的空时分组码的迭代盲解码和载频偏移估计的算法.

### 1 信号模型

在 3 发 1 收空时编码系统中, 信息符号  $s(n)$  经空时编码后得到的编码符号  $c_1(n)$ 、 $c_2(n)$ 、 $c_3(n)$  分别由 3 个发射天线发射. 设第  $j$  个发射天线到接收天线的基带等效信道为  $h_j(t)$ , 信道冲激响应的时间长度为  $(L+1)T$ , 其中  $T$  为符号周期. 当接收天线同第  $j$  个发射天线间存在载频偏移  $w_j = 2\pi f_j$  时,  $Q$  倍过采样(采样时间为  $t = kT + qT/Q$ , 其中  $q = 0, 1, \dots, Q-1$ ) 的接收信号为

$$r(k) = \sum_{j=1}^3 \sum_{l=0}^L g_{j,l} c_j(k-l) + v(k) \quad (1)$$

式中:  $c_j(n) = c_j(n) e^{i j^n}$ , 其中  $j = w_j T$ ;  $g_{j,l}$  表示发射天线  $j$  到接收天线的  $Q \times 1$  过采样信道向量, 其

向量元为  $g_{j,l}(q) = h_j(lT + qT/Q) e^{i j^{(l+q/Q)}}$ ;  $v(k)$  是  $Q \times 1$  高斯白噪声向量.

### 2 迭代解码和载频偏移估计

暂不考虑式(1)中的噪声项, 参考文献[1]的子空间方法, 构造维数为  $r(N - (3+1)r + 1) \times N$  的矩阵  $V$  (其中  $r = K + L$ ,  $K$  为平滑因子,  $N$  为接收信号长度), 使

$$Vc_j^3 = 0; j = 1, 2, 3 \quad (2)$$

其中编码符号向量

$$c_j = Zc_j = \text{diag}(1, e^{i j}, \dots, e^{i(N-1)j}) \cdot [c_j(1), \dots, c_j(N)]^T \quad (3)$$

本文采用文献[1]所给出的空时分组码, 在 BP2 SK 调制的情况下, 天线  $j$  发射的编码符号向量  $c_j$  与信息符号向量  $s = [s(1), s(2), \dots, s(N)]^T$  之间的关系为

$$c_j = (I_B \oplus \dots \oplus j) s, \quad j = 1, 2, 3 \quad (4)$$

式中:  $N = 4B$ , 其中  $B$  为空时编码符号块数;  $I_B$  为  $B \times B$  的单位阵;  $A_1, A_2, A_3$  分别为如下  $4 \times 4$  的方阵

收稿日期: 2004-05-21. 作者简介: 罗 铭(1977~), 男, 博士生; 殷勤业(联系人), 男, 教授, 博士生导师. 基金项目: 国家自然科学基金资助项目(60272071); 教育部高等学校博士学科点专项科研基金资助项目(20020698024; 20030698027).

$$A_1 = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1 \end{bmatrix}$$

$$A_2 = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & -1 & 0 \end{bmatrix}; A_3 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

(5)

考虑到BPSK调制的实星座图的特点,联合式(2)~式(4),同时考虑到噪声的影响,将式(2)替换为最小化矩阵的F-范数,因此得到如下的代价函数

$$J(\hat{s}_1, \hat{s}_2, \hat{s}_3, s) = \sum_{j=1}^3 Q_s \frac{2}{F} = \sum_{j=1}^3 J_j(\hat{s}_j, s) \quad (6)$$

式中:  $Q = [Q_1^T \quad Q_2^T \quad Q_3^T J^T]^T$ ;  $J_j(\hat{s}_j, s) = Q_j s \frac{2}{F}$ ;  $Q_j = V Z_j^3 (I_B \oplus A_j) (j=1, 2, 3)$ . 信息符号和频偏值可以通过最小化式(6)而求得. 因为使用了空时分组码,所以式(6)的代价函数有如下特点: 若已知符号向量  $s$ ,可分别最小化  $J_j(\hat{s}_j, s)$  而求解  $\hat{s}_j$ ,将原来的三维寻优问题转化成为3个一维的问题,显著简化了迭代法的复杂度; 通常由于频偏导致每符号周期内产生的相移  $\theta_j$  通常是个小量,因此使用  $\theta_j = 0$  作为迭代的初始值. 由此,给出如下的迭代方法求解  $s$  和  $\hat{s}_j$ .

(1) 初始化: 当  $k=1$ , 取  $\hat{s}_j^{(0)} = 0, (j=1, 2, 3)$ .

(2) 迭代过程: 设已得到  $\hat{s}_j^{(k-1)}$ , 第  $k$  步迭代过程如下: 首先, 将  $\hat{s}_j^{(k-1)}$  代入式(6), 求解

$$\hat{s}^{(k)} = \underset{s}{\operatorname{argmin}} J(\hat{s}_1^{(k-1)}, \hat{s}_2^{(k-1)}, \hat{s}_3^{(k-1)}, s) \quad (7)$$

然后, 用得到的  $\hat{s}^{(k)}$ , 按下式依次求解  $\hat{s}_j^{(k)} (j=1, 2, 3)$

$$\hat{s}_j^{(k)} = \underset{\hat{s}_j}{\operatorname{argmin}} J_j(\hat{s}_j, \hat{s}^{(k)}) \quad (8)$$

(3) 结束条件: 迭代次数超过约定的次数后停止. 求解式(8)时, 将  $\hat{s}^{(k)}$  代入式(6), 可得

$$J_j(\hat{s}_j, s) = Z_j^H P_j^{(k)} Z_j, \quad j=1, 2, 3 \quad (9)$$

式中:  $P_j^{(k)} = (V \operatorname{diag}(I_B \oplus A_j) \hat{s}^{(k)})^H (V \operatorname{diag}(I_B \oplus A_j) \hat{s}^{(k)})$ ;  $Z_j = [1, \dots, e^{-i(N-1)\theta_j}]^T$ . 使用 Root2Music 算法, 求解  $\hat{s}_j$  便转化成为多项式求根问题<sup>[3]</sup>.

### 3 仿真实验

仿真参数如下: 信道阶次  $L=2$ , 过采样率  $Q=5$ , 平滑系数  $K=2$ , 空时编码块数目  $B=8$ , 相应的编码符号数  $N=32$ . 当符号速率为  $144 \text{ kb/s}$  频偏为  $1 \text{ kHz}$  时, 相应的每符号相移为  $\theta_j/72 \text{ rad}$ , 故参数  $\theta_j$  选取为:  $\theta_1 = \theta/60 \text{ rad}$ ,  $\theta_2 = \theta/70 \text{ rad}$ ,  $\theta_3 = \theta/80 \text{ rad}$ . 仿真中采用 DBPSK 调制解决解码时的相位模糊问

题. 图1给出了本文方法迭代2次、5000次蒙特卡罗实验得到的  $\hat{s}_j$  的归一化均方根误差 ( $E_{MS}$ ) 同信噪比  $R_{SN}$  的关系.  $E_{MS} = \frac{1}{j} \left( \frac{1}{R} \sum_{i=1}^R \|\hat{s}_j - s_j\|^2 \right)^{\frac{1}{2}}$ , 其中  $R$  为蒙特卡罗实验次数. 可见频偏估计性能随  $R_{SN}$  提高而变好. 图2中给出了没有估计频偏直接解码和本文方法迭代次数  $N_i=1, 2$  时得到的误比特率  $R_b$  同信噪比的关系. 本文方法由于在迭代中逐渐补偿了载频偏移, 解码性能随迭代次数增加而提高, 且信噪比越高, 迭代算法得到的性能提高也越大.

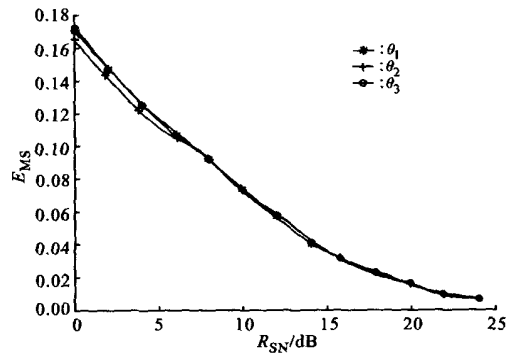


图1 频偏估计的归一化均方根误差

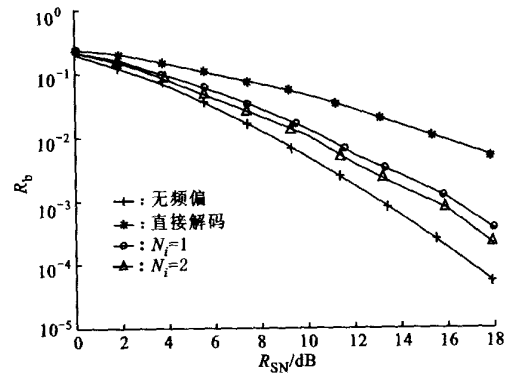


图2 迭代解码的误比特率

### 参考文献:

[1] Zhao Z, Yin Q Y, Zhang H. Decoding of full rate space-time block code without channel state information in frequency selective fading channels [A]. IEEE ICASSP 2003, Hong Kong, 2003.

[2] Swindlehurst A L, Leus G. Blind and semi-blind equalization for generalized space-time block codes [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2002, 50(10): 2489-2498.

[3] Jr Liberti J C, Rappaport T S. Smart antenna for wireless communication IS95 and third generation CDMA application [M]. 3rd edition. New Jersey: Prentice Hall, 1999. 263-264.

(编辑 刘 杨)