

MIMO信道自适应迭代干扰抑制技术研究

王传丹¹, 张忠培², 符初生¹

(1. 电子科技大学通信与信息工程学院 成都 610054; 2. 东南大学移动通信国家重点实验室 南京 210096)

【摘要】针对多入多出系统,研究了共信道干扰抑制能力提高途径,提出了一种 turbo 均衡方案:在不改变空时编码结构、不增加接收天线数量的条件下,能极大地提高空时编码多用户系统中共信道干扰抑制能力。仿真结果显示,在存在一、二个主域共信道干扰时,该方案能明显降低误码率。

关键词 多入多出信道; 空时编码; turbo 均衡; 多用户检测

中图分类号 TN92

文献标识码 A

Interference Suppressing for Cellular MIMO System

WANG Chuan-dan¹, ZHANG Zhong-pei², FU Chu-sheng¹

(1. School of Communication Engineering, UEST of China Chengdu 610054;

2. National Mobile Communication Research Lab, Southeast University Nanjing 210096)

Abstract In this letter, we propose a soft/cancellation turbo equalization scheme to suppress cochannel interference(CCI) in space code systems. It is shown that the proposed method can effectively suppress CCI while preserving the space-time structure, without increasing receiver antenna, thereby significantly improving the system's interference suppression ability. The results of simulation express that the scheme can depress error bits rate when there is one or two CCI in the system.

Key words multi-input and multi-output channel; space time coder; turbo equalizer; multi-user detective

研究表明,多天线阵能提高频谱效率,对非相关信道亦如此^[1]。多天线阵最有效的分集方案之一是空时编码(Space Time Code, STC)^[2]。对 STC 发送分集系统,接收端多用户共信道干扰(CoChannel Interference, CCI)将产生两种与自适应天线阵相独立的干扰信号^[3],从而降低了系统干扰抑制能力。因此,空时编码系统中寻求有效的 CCI 抑制方法十分重要。本文提出一种软干扰消除 turbo 均衡迭代的空时及最小均方误差(Minimum Mean Squared Error, MMSE)约束算法,可有效抑制系统干扰。

1 系统与接收机信号模型

图 1 为系统及发射机框图。 $K+K_I$ 个用户的每一编码 bit 信息序列 $c_k(i)$, $k=1,2, \dots, K+K_I$, $i=1,2, \dots, Bk_0$, 码率 k_0/N , 空时格码(Space Time Code,

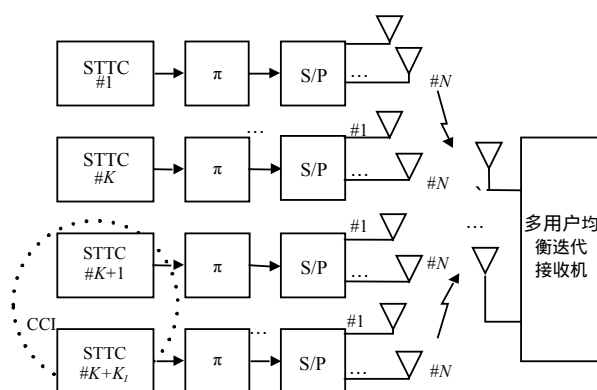


图 1 多用户 STC 系统及发射机结构

收稿日期: 2004-11-10

作者简介: 王传丹(1964-), 男, 在职博士生, 讲师, 主要从事移动通信、抗干扰技术等方面的研究。

STTC)传输比特数 k_0 发射天线数为 N 符号帧长为 B 目标用户 $k=1,2,\dots,K$ 未知用户 $k=K+1,K+2,\dots,K_I$ 。符号序列 $b_k(i) \in \Omega$, $i=1,2,\dots,BN$ 是 N 个符号中的 B 个块, M 进制相移键控(M -Phase Shift Keying, M -PSK)调制符号星座 $\Omega \in \{\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_{2k_0}\}$ 。经交织、串/并转换后送天线发射。 l 时刻接收信号:

$$y(i) = Gu(i) + G_l u_l(i) + n(i) \tag{1}$$

式中 $y(i) \in C^{LM \times 1}$ 为时空采样向量; L 为路径数, M 为接收天线数; 用户信道 $G \in C^{LMN(2L-1)}$, 即:

$$G = \begin{bmatrix} G(0) & \dots & G(L-1) & \dots & 0 \\ \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \dots & G(0) & \dots & G(L-1) \end{bmatrix} \tag{2}$$

$$G(l) = \begin{bmatrix} g_{1,1}^{(1)}(l) & \dots & g_{1,1}^{(N)}(l) & \dots & g_{K,1}^{(N)}(l) \\ \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots \\ g_{1,M}^{(1)}(l) & \dots & g_{1,M}^{(N)}(l) & \dots & g_{K,M}^{(N)}(l) \end{bmatrix} \tag{3}$$

式中 $g_{k,m}^{(n)}(l)$ 是第 k^{th} 个用户的第 n^{th} 个发射天线与第 m^{th} 个接收天线间的第 l^{th} 路的复增益。式(1)中 $u(i) \in C^{KM(2L-1) \times 1}$ 与 $u_l(i) \in C^{KM(2L-1) \times 1}$ 为期望用户的发送序列与同信道用户发送序列, 即:

$$u(i) = [b^T(i+L-1), b^T(i+L-2), \dots, b^T(i), \dots, b^T(i-L+1)]^T \in \Omega^{KN(2L-1) \times 1} \tag{4}$$

$$b(i) = [b_1^{(1)}(i), b_1^{(2)}(i), \dots, b_1^{(N)}(i), \dots, b_K^{(N)}(i)]^T \in \Omega^{KN \times 1} \tag{5}$$

式(1)中 $n(i) \in C^{LM \times 1}$ 是加性高斯白噪声(AWGN), 其自相关为 $E\{n(i)^H n(i)\} = \sigma^2 I$ 。 k^{th} 个用户信号合并形成 n_0 ; 第1组 $n=1,2,\dots,n_0$; 第2组 $n=n_0+1, n_0+2, \dots, 2n_0$, 等。图2所示是迭代接收机框图。

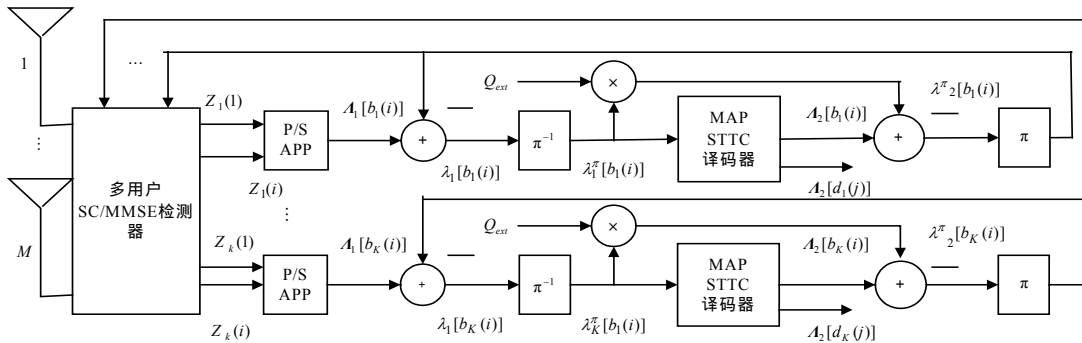


图2 迭代接收机框图

2 Turbo MIMO均衡

2.1 SC/MMSE 均衡器

信道 G 估值 \hat{G} , CCI + 噪声的相关矩阵估计 R 。第1次迭代, 仅采用训练序列估计 CCI 方差:

$$\hat{R} = \frac{1}{Z} \sum_{i=1}^Z (y(i) - \hat{G}u(i)) (y(i) - \hat{G}u(i))^H \tag{6}$$

式中 Z 为训练序列长度。单载波(Single Carried wave, SC)/MMSE 输入为接收数据与上次迭代时的外部软信息 $\lambda_2^\pi[b_k(i)]$, 输出为均衡滤波后的用户接收数据 $A_1[b_k(i)]$ 。定义:

$$\hat{u}_k^{(1,n_0)}(i) = \tilde{u}(i) - \tilde{u}(i) \cdot e_k^{(1,n_0)} \tag{7}$$

式中 $e_k^{(1,n_0)} = [0_{1 \times [(L-1)K+k-1]N}, 1_{1 \times n_0}, 0_{1 \times [(L-k+1)N-n_0]}]^T$, 表示向量积。 $\tilde{u}(i)$ 由外部信息 $\tilde{b}_k^{(n)}(i)$ 得到:

$$\tilde{b}_k^{(n)}(i) = \sum_{l=1}^{2k_0} \alpha_l \exp(\lambda_2^\pi(b_k^{(n)}(i) = \alpha_l)) \tag{8}$$

式中 α 为调制星座, 上标 (n) 表示第 n 个发送天线上的数据。期望用户 k 的接收信号为:

$$\hat{y}_k^{(1,n_0)}(i) = y(i) - \hat{G}\hat{u}_k^{(1,n_0)}(i) \quad i = Z+1, Z+2, \dots, B+Z \tag{9}$$

为消除 CCI, 采用 MMSE, 代价函数权为 $W_k(i)$, MMSE 滤波器应满足:

$$[W_k(i), A_k(i)] = \arg \min_{W,A} \| W^H \hat{y}_k^{(1,n_0)}(i) - A^H \beta_k(i) \|^2 \tag{10}$$

式中 $W_k(i) \in C^{LM \times n_0}$; $W_k(i) = [w_k^{(i)}(i), w_k^{(i+1)}(i), \dots, w_k^{(n_0)}(i)]$; $A_k(i) \in C^{n_0 \times n_0}$; W 、 A 是滤波器系数 ; $\beta_k^{(n)}(i) = [b_k^{(n)}(i), b_k^{(n)}(i-1), \dots ; b_k^{(n)}(i-L+1)]$ 为时间约束 ; $\beta_k(i) = [b_k^{(1)}(i), b_k^{(2)}(i), \dots, b_k^{(n_0)}(i)]^T$ 为空间约束。

2.2 约束算法

消除多用户干扰后的接收信号 $\hat{y}_k^{(1, n_0)}$ 的自相关矩阵可由式(9)得到 :

$$R_{cov} = E\{\hat{y}_k^{(1, n_0)}(i)\hat{y}_k^{(1, n_0)}(i)^H\} = \hat{G}A_k(i)\hat{G}^H + \hat{R} \quad (11)$$

$$A_k(i) = I - E\{\hat{u}_k^{(1, n_0)}(i)\hat{u}_k^{(1, n_0)}(i)^H\} = \text{diag}\{1 - |\tilde{u}(i)_1|^2, 1 - |\tilde{u}(i)_2|^2, \dots, 1 - |\tilde{u}(i)_{(L-1)KN}|^2, 1_{1 \times n_0}, 1 - |\tilde{u}(i)_{(L-1)KN+n_0+1}|^2, \dots, 1 - |\tilde{u}(i)_{(2L-1)KN}|^2\} \quad (12)$$

代价函数式(10)可变换为 $J = [W^H - G^H] \begin{bmatrix} \hat{y}_k^{(1, n_0)}(i) \\ \beta_k(i) \end{bmatrix} = m^H h$, 其中 $m = \begin{bmatrix} W \\ -A \end{bmatrix}$, $h = \begin{bmatrix} \hat{y}_k^{(1, n_0)}(i) \\ \beta_k(i) \end{bmatrix}$, 约束条件

$m^H Q m = 1$, 约束矩阵 $Q \in C^{(M^*L+n_0) \times (M^*L+n_0)}$ 。引入拉格朗日乘子 λ , 用拉格朗日法求解 :

$$J_e = m^H R_{gg} m - \lambda(m^H Q m - 1) \quad (13)$$

令 $\frac{\partial J_e}{\partial m} = 0$, 则 : $R_{gg}^H m = \lambda Q^H m$, $S^H = Q R_{gg}^{-1}$, $u = 1/\lambda$, $S^H m = um$, 为 MMSE 均衡的普通表述。 Q 不同 ,

约束矩阵不同 , 取 $Q=I$, 对应约束条件为 $W^H W + A^H A = 1$, 得到规一化的 W 与 A 矢量。均衡器输出 :

$z_k(i) = W_k^H(i)\hat{y}_k^{(1, n_0)}(i)$ 与 $z_k(i) = G_{e,k}(i)\beta_k(i) + \psi_{e,k}(i)$ 。其中 $z_k(i) \in C^{n_0 \times 1}$, $G_{e,k}(i) \in C^{n_0 \times n_0}$ 包含等效信道增益 , $G_{e,k}(i) = E\{z_k(i)\beta_k^H(i)\} = W_k^H(i)G_{ML,k}^{(n_0)}$ 。 $\psi_{e,k}(i) \in C^{n_0 \times 1}$ 是等效高斯噪声 , 其协方差矩阵为 :

$$R_{e,k}(i) = E\{\psi_{e,k}(i)\psi_{e,k}^H(i)\} = W_k^H(i)R_{cov}W_k(i) - G_{e,k}(i)G_{e,k}^H(i) \quad (14)$$

2.3 计算后验码符号 LP 与 SISO 解码器

对每一代码符号 $b_k(i)$ 定义 $|\Omega_c|$ 维后验概率 (Last Probability, LP) LP 向量。 $|\Omega_c|$ 维数与调制星座 Q 维相对应 :

$$A[b(i)] = [A[b(i,1), b(i,2), \dots, b(i, |\Omega_c|)]] \quad (15)$$

式中 $A[b(i, l)] = \lg P(b(i) = \alpha_l | \hat{b}(i))$; $l = 1, 2, \dots, |\Omega_c|$; (i, l) 为 i^{th} 编码符号的 $|\Omega_c|$ 维的后验 LP 向量的 l^{th} 分量 ,

且 $\sum_{l=1}^{|\Omega_c|} \exp[A[b(i, l)]] = 1$ 。空时编码符号 $b(i)$ 的后验概率 LP 向量的分量按下式计算 :

$$A_1[b^{(n)}(i, q)] = \lg[P(b^{(n)}(i) = \alpha_q | \hat{b}(i))] \quad (16)$$

为得到 LP , 输出向量 $B^{z_q} = \{B_q \in Q^{n_0 \times 1} | B_q^{(n)} = \alpha_q\}$ 由 STTC 编码器及编码器状态决定 , 因此 :

$$\lg P(b^{(n)}(i) = \alpha_q | \hat{b}(i)) = \lg[\sum_{B_q^{z_q}} P(b(i) | B_q)] + \lambda_2^{np}[b^{(n)}(i, q)] \quad (17)$$

$$P(\hat{b}(i) | B_q) = \exp(-(\hat{b}(i) - G_{e,k}(i)B_q)^H R^{-1}(i)(\hat{b}(i) - G_{e,k}(i)B_q)) \quad (18)$$

式(17)中 , $\lambda_2^{np}[b^{(n)}(i, q)]$ 为前次迭代后交织的码符号 $b(i)$ 的最大似然概率 (Maximum A Posterior probability, MAP) (由 MAP STTC 译码器提供) :

$$\lambda_2(b^{(n)}(i, q)) = \Pi(A_2[b^{(n)}(i, q)] - Q_{ext} \lambda_1^T[b^{(n)}(i, q)]) \quad (19)$$

式中 Π 表示交织变换 ; Q_{ext} 是自组织参数 , 由文献[5]引入 , Q_{ext} 取值 $0 \sim 1$ 。转移概率 $\gamma(s_i, s_{i+1})$ 为 :

$$\gamma(s_i, s_{i+1}) = \lg(\prod_{n=1}^N (\exp(\lambda_1(b^{(n)}(i, q)))) \quad (20)$$

2.4 性能限

单用户信号通过最大似然检测、MAP 单入单出 (Single Input Single Output, SISO) 译码 , 假设接收端已知传输数据条件 , 式(9)变为 :

$$\hat{y}_k^{(1, N)}(i) = G_{ML,k}^{(N)H} \beta_k(i) + G_i u_i(i) + n \quad (21)$$

$$\gamma(s_i, s_{i+1}) = \exp(-(\hat{y}_k^{(1, N)}(i) - G_{ML,k}^{(N)H} \beta_k(i)) \hat{R}^{-1}(\hat{y}_k^{(1, N)}(i) - G_{ML,k}^{(N)H} \beta_k(i))) \quad (22)$$

为与状态 (s_i, s_{i+1}) 相关的转移概率。由式(21)、(22)可得到理想反馈时的性能限。

3 仿真及结论

假定信道估计理想,每帧衰落恒定,帧间变化独立,频率选择性衰落,5径,瑞利分布,天线功率相等, $N=2$,4态 QPSK 空时编码调制,各用户发射功率相同,采用文献[4]提出的对数 MAP SISO 译码器译码,各用户交织器不同,参数 Q_{ext} 为 0.5。CCI 模型为线性阵列,相邻单元间的干扰由衰减因子表征。假定两组共 4 个干扰源,其中一组更强。CCI 模型简化为:

$$\mathbf{y} = \mathbf{G}\mathbf{x} + \sum_{i=1}^2 \mathbf{G}_{\text{if}i} x_{\text{if}i} + \sum_{i=3}^4 \mathbf{G}_{\text{if}i} x_{\text{if}i} + \mathbf{n} \quad (22)$$

式中“if”为 CCI 干扰; \mathbf{n} 为背景高斯噪声; $\delta^2 I$ 为协方差; $P_{\text{if}1} = \alpha P_{\text{if}2}$; $P_{\text{if}3} = \beta P_{\text{if}4}$; 信噪比为 $\rho = P / \delta^2$ 。假定:(1) $P_{\text{if}1} = P_{\text{if}2} = 4P_{\text{if}3} = 4P_{\text{if}4}$, 有 2 个功率相同的主域干扰;(2) $P_{\text{if}1} = 6P_{\text{if}2} = 6P_{\text{if}3} = 6P_{\text{if}4}$, 有 1 个主域干扰。收发天线数为 3 和 2, 帧长 1024, 导频符号 64。接收机未知共信道用户的信道信息,系统期望用户数 2, 迭代次数 5。

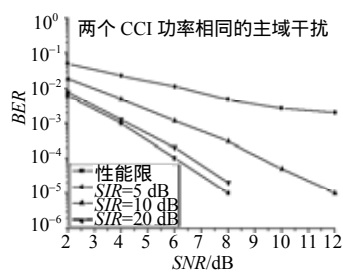


图3 不同 SIR 下的误 bit 率

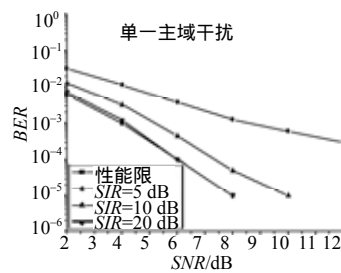


图4 不同 SIR 时的误 bit 率

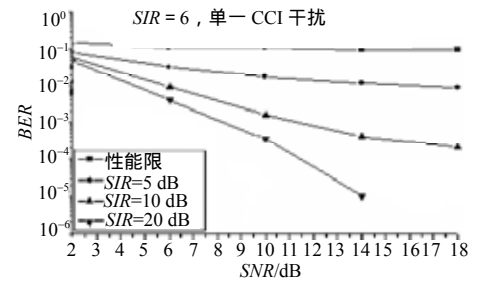


图5 不同迭代时的误 bit 性能

图3所示为两个主域干扰、不同 CCI 时的性能。SIR 为 20 dB 时,性能与无 CCI 时几乎相同,当 SIR 为 10 dB 时,距容限 4 dB。图4所示为单主域 CCI 干扰,性能优于图3, SIR 为 20 dB 时,性能达到无干扰时的下界, SIR 为 10 dB 时,仅有 2 dB 的距离。图5所示为单干扰源、迭代次数不同时的性能,增加迭代次数,可明显降低误码率,说明 SC/MMSE 迭代接收机能有效抑制小区共信道干扰。

4 结论

提出一种基于软干扰消除的 MMSE 均衡技术,以 turbo 迭代构成空时译码器,经多次迭代可有效消除共信道干扰;5 次迭代,信干比 20 dB 时,达到理想反馈性能限,能有效抑制有一、二个主域干扰时的多小区共信道干扰,主域干扰数增多时性能有所降低。方案采用导频技术,不需估计共信道干扰。

本项目受东南大学移动通信国家重点实验室开放基金资助,在此表示感谢。

参 考 文 献

- [1] Telatar E. Capacity of multi-antenna Gaussian channels[J]. European Trans. Telecomm., 1999, 10(11/12): 585-595
- [2] Tarokh V, Seshadri N, Calderbank A R. Space-time codes for high rate wireless communication: performance criterion and code construction[J]. IEEE Trans. Inform. Th., 1998, 44(3): 744-756
- [3] Li Y, Chuang J C, Sollenberger N R. Transmitter diversity of OFDM systems with and its impact on high-rate data wireless networks[J]. IEEE J. Select. Areas Com., 1999, 17(7): 1 233-1 243
- [4] Benedetto S, Montorsi G, Divsalar D, et al. Soft-in-soft-output APP module for iterative decoding of concatenated codes[J]. IEEE Com. Letters., 1997, 1(1): 22-24
- [5] Lu B, Wang X D, Li Y. Iterative receivers for space-time block-coded OFDM systems in dispersive fading channels[J]. IEEE Trans. on Com., 2002, 1(4): 213-225