

新的时变信道下空时分组编码多用户系统解码器设计

张碧军 朱光喜 何业军

(华中科技大学电子与信息工程系 武汉 430074)

摘要 该文提出了两种新的适用于时变信道下空时分组编码多用户系统的解码器设计方案。空时分组编码多用户系统下,传统的迫零(Zero Forcing, ZF)和最小均方误差(Minimum Mean Squared Error, MMSE)解码器设计均假定信道准静态衰落。信道时变时,这些传统解码器在解码某用户信号时引入符号间干扰(Inter-Symbol Interference, ISI),且这种干扰随信道时变增大而增加。基于此,该文设计了两种新的解码器,该解码器可显著降低信道时变的影响。仿真结果表明,随信噪比(Signal-to-Noise Ratio, SNR)增加,两种传统解码器均出现误码率性能平层,而新解码器获得了显著的性能改善。

关键词 空时分组编码,多用户,时变信道,解码器

中图分类号: TN914

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2006)01-0116-06

Design of New Decoder for Space-Time Block Coded Multiuser System over Time-Selective Fading Channels

Zhang Bi-jun Zhu Guang-xi He Ye-jun

(Dept of Electron. & Info. Eng., Huazhong Univ. of Sci. and Tech., Wuhan 430074, China)

Abstract This paper proposed two new decoders for space-time block coded multiuser system over time-selective fading channels. For space-time block coded multiuser system, the design of conventional Zero Forcing (ZF) and Minimum Mean Squared Error (MMSE) decoder is based on the assuming that channels are quasi-static. When the channels are time-selective fading, these conventional decoders induce the Inter-Symbol Interference (ISI), in order to obtain one user's signals, furthermore, the ISI becomes larger resulted from the increase of the channels time variations. So, this paper designed two new decoders and these decoders reduced greatly the influence of the channels time variations. Simulation results show that the both conventional decoders exhibit error floors, whereas the new decoders obtain more notable performance gains as the increase of Signal-to-Noise Ratio (SNR) values.

Key words Space-Time Block Code (STBC), Multiuser, Time-selective fading channels, Decoder

1 引言

在实际的通信系统中,通常必须面对多用户环境。除经典的时分、频分多址外,将空时分组码用于多用户系统主要有以下几类方法。第1类是基于正交频分多址的方法^[1,2],第2类是基于码分多址的方法^[3,4],第3类是基于接收天线分集的方法^[5,6],第4类是基于迭代检测的方法^[7,8]。以上4类方法各有优缺点。第1类方法可获得最好的性能(在正交设计的条件下其性能等同于单用户系统),但其频谱效率最低。与第1类方法比较,第2类方法通常具有更大的用户容量,但由于存在多用户干扰(MultiUser Interference, MUI),所以其性能稍差。第3类方法具有很高的频谱效率,但对接收端的

天线配置具有更高的要求。在对天线配置没有限制的条件下,第4类方法具有最高的频谱效率,但其实现复杂度和译码延时最大。

本文提出的空时分组编码多用户系统的解码器设计方案归于第3类。文献[9]中给出的ZF解码器和文献[5]中给出的MMSE解码器设计均基于信道准静态假定。一旦信道时变,则接收端在解码某用户信号时即引入ISI,且这种干扰随信道时变增大而增加。本文中给出的新解码器设计正是基于此而提出。该新解码器大大降低了信道时变的影响,且仿真结果表明,在高SNR下,该解码器获得了显著的性能增益。

为讨论方便,我们仅给出了2用户,每用户2发天线,每用户采用Alamouti-STBC空时编码^[10],接收天线数为2的传输方案。全文结构为:第2节介绍系统模型;第3,4节分别介绍准静态衰落信道下传统ZF和MMSE解码器设计;

2004-11-15收到,2005-05-30改回
国家“863”计划(2000AA12331005)和国家自然科学基金重大项目(60496315)资助课题

第 5 节给出时变信道下新的解码器设计方案；第 6 节是几种解码器性能分析及仿真结果；最后在结论部分总结全文。

在以下叙述中， $(\bullet)^*$ ， $(\bullet)^T$ ， $(\bullet)^H$ 分别表示共轭，转置，共轭转置。 \mathbf{I}_K 表示 K 阶单位阵， $\text{diag}(x)$ 表示对角元素为 x 的对角矩阵， $[\bullet]_p$ 表示矢量的第 p 个元素， $[\bullet]_{p,q}$ 表示矩阵的第 (p, q) 个元素。 $[\bullet]_{p \times p}$ 表示矩阵左上角的 p 阶主子阵。

2 系统模型

本文描述的系统模型如图 1 所示。不失一般性，图 1 给出了解码用户 1 信号流程。用户 1 的信息比特流 $b_1(n)$ 经调制后形成复序列 $\{c(n)\}$ ，该调制符号能量为 $E1_s$ 。用户 2 的比特流 $b_2(n)$ 经调制后形成复序列 $\{s(n)\}$ ，该调制符号能量为 $E2_s$ ，上述调制符号具有相同时间周期 T_s 。用户 1 的调制符号序列 $\{c(n)\}$ 形成如下矢量码字：

$$\mathbf{c}(n) = [c(2n) \ c(2n+1)]^T \quad (1)$$

该矢量码字按照 Alamouti-STBC 编码器^[10]，形成如下码字矩阵：

$$\mathbf{U}_1(n) = \begin{bmatrix} c(2n) & c(2n+1) \\ -c^*(2n+1) & c^*(2n) \end{bmatrix} \quad (2)$$

式(2)中，在时隙 n ，符号 $c(2n)$ 和 $c(2n+1)$ 由天线 1, 2 发射，而时隙 $n+1$ ，符号 $-c^*(2n+1)$ 和 $c^*(2n)$ 由天线 1, 2 发射。同理，用户 2 的由调制符号序列 $\{s(n)\}$ 构成的矢量码字 $\mathbf{s}(n)$ 和码字矩阵 $\mathbf{U}_2(n)$ 构造方法同式(1)和式(2)。

本文考虑的信道模型为平坦、时变衰落信道，即相邻时隙内信道发生变化。为便于性能评估，我们采用 AR(1)模型^[11]对信道时变建模，而本文提出的新解码器设计适合于各种时变信道模型。设置 $h_{ij}(n)$ ， $g_{ij}(n)$ ， $i, j=1, 2$ 分别表示用户 1, 2，在时隙 n ，从发射天线 j 到接收天线 i 的信道。对于不同 i, j 值，信道 $h_{ij}(n)$ 和 $g_{ij}(n)$ 建模为独立同分布(independent identity distribution, i.i.d.)的 0 均值、等方差($\sigma_h^2 = \sigma_g^2 = 1$)的循环对称复高斯随机变量。据 AR(1)模型有：

$$\left. \begin{aligned} h_{ij}(n+1) &= \alpha_1 h_{ij}(n) + v_{1_ij}(n+1) \\ g_{ij}(n+1) &= \alpha_1 g_{ij}(n) + v_{2_ij}(n+1) \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

式(3)中， $v_{1_ij}(n+1)$ ， $v_{2_ij}(n+1)$ 为 i.i.d. 0 均值、同方差 σ_v^2 的复高斯随机变量，并统计独立于信道 $h_{ij}(n+1)$ 和 $g_{ij}(n+1)$ ，且方差 σ_v^2 满足等式：

$$|\alpha_1|^2 + \sigma_v^2 = \sigma_h^2 = \sigma_g^2 = 1 \quad (4)$$

据 Jakes 衰落模型^[12]，有自相关函数：

$$\begin{aligned} \alpha_m &= E[h_{ij}(n)h_{ij}^*(n+m)] \\ &= E[g_{ij}(n)g_{ij}^*(n+m)] = J_0(2\pi m f_d T_s) \end{aligned} \quad (5)$$

式(5)中 $J_0(\bullet)$ 为第 1 类 0 阶 Bessel 函数。 f_d 为最大多普勒频率， T_s 为调制符号时间周期。这里假定用户 1, 2 经历信道时变相同，由于使用 Alamouti-STBC，则 $m=1$ 。显然， α_1 值的大小取决于归一化多普勒频率 $f_d T_s$ ，即可通过改变 α_1 的值仿真信道不同时变程度。

据上述分析，接收天线 1 上连续 2 个时隙接收信号分别表示为

$$\begin{aligned} r_1(2n) &= h_{11}(2n)c(2n) + h_{12}(2n)c(2n+1) \\ &\quad + g_{11}(2n)s(2n) + g_{12}(2n)s(2n+1) + w_1(2n) \end{aligned} \quad (6)$$

$$\begin{aligned} r_1(2n+1) &= -h_{11}(2n+1)c^*(2n+1) + h_{12}(2n+1)c^*(2n) \\ &\quad - g_{11}(2n+1)s^*(2n+1) + g_{12}(2n+1)s^*(2n) + w_1(2n+1) \end{aligned} \quad (7)$$

式(6)，式(7)中， $w_1(2n)$ 和 $w_1(2n+1)$ 建模为 0 均值、方差 σ_w^2 的复高斯随机变量。定义接收信号矢量 $\mathbf{r}_1(n) = [r_1(2n) \ r_1^*(2n+1)]^T$ 和噪声矢量 $\mathbf{w}_1(n) = [w_1(2n) \ w_1^*(2n+1)]^T$ ，并定义信道矩阵：

$$\mathbf{H}_1(n) = \begin{bmatrix} h_{11}(2n) & h_{12}(2n) \\ h_{12}^*(2n+1) & -h_{11}^*(2n+1) \end{bmatrix} \quad (8)$$

$$\mathbf{G}_1(n) = \begin{bmatrix} g_{11}(2n) & g_{12}(2n) \\ g_{12}^*(2n+1) & -g_{11}^*(2n+1) \end{bmatrix} \quad (9)$$

则式(6)，式(7)可矩阵表示为

$$\mathbf{r}_1(n) = \mathbf{H}_1(n)\mathbf{c}(n) + \mathbf{G}_1(n)\mathbf{s}(n) + \mathbf{w}_1(n) \quad (10)$$

同理，接收天线 2 上连续 2 个时隙接收信号可分别表示为

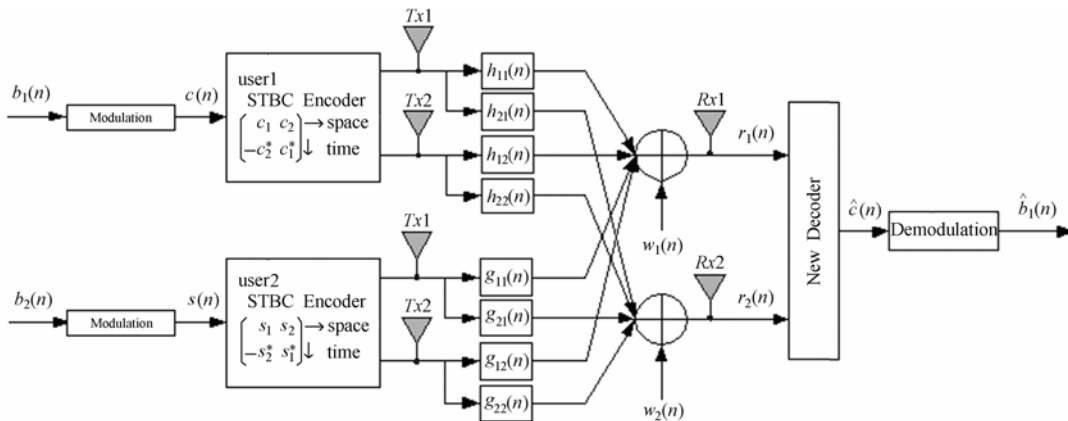


图 1 系统模型

Fig.1 System model

$$\begin{aligned} r_2(2n) &= h_{21}(2n)c(2n) + h_{22}(2n)c(2n+1) \\ &\quad + g_{21}(2n)s(2n) + g_{22}(2n)s(2n+1) + w_2(2n) \end{aligned} \quad (11)$$

$$\begin{aligned} r_2(2n+1) &= -h_{21}(2n+1)c^*(2n+1) + h_{22}(2n+1)c^*(2n) \\ &\quad - g_{21}(2n+1)s^*(2n+1) + g_{22}(2n+1)s^*(2n) + w_2(2n+1) \end{aligned} \quad (12)$$

上两式中, $w_2(2n)$ 和 $w_2(2n+1)$ 同样建模为 0 均值、方差 σ_w^2 的复高斯随机变量。定义接收信号矢量 $\mathbf{r}_2(n)=[r_2(2n) \ r_2^*(2n+1)]^T$ 和噪声矢量 $\mathbf{w}_2(n)=[w_2(2n) \ w_2^*(2n+1)]^T$, 并定义信道矩阵:

$$\mathbf{H}_2(n) = \begin{bmatrix} h_{21}(2n) & h_{22}(2n) \\ h_{22}^*(2n+1) & -h_{21}^*(2n+1) \end{bmatrix} \quad (13)$$

$$\mathbf{G}_2(n) = \begin{bmatrix} g_{21}(2n) & g_{22}(2n) \\ g_{22}^*(2n+1) & -g_{21}^*(2n+1) \end{bmatrix} \quad (14)$$

则式(11), 式(12)可用矩阵表示为

$$\mathbf{r}_2(n) = \mathbf{H}_2(n)\mathbf{c}(n) + \mathbf{G}_2(n)\mathbf{s}(n) + \mathbf{w}_2(n) \quad (15)$$

结合式(10), 式(15), 则总的接收信号矢量 $\mathbf{r}(n)$ 可表示为

$$\underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{r}_1(n) \\ \mathbf{r}_2(n) \end{bmatrix}}_{\mathbf{r}(n)} = \underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{H}_1(n) & \mathbf{G}_1(n) \\ \mathbf{H}_2(n) & \mathbf{G}_2(n) \end{bmatrix}}_{\mathbf{H}(n)} \underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{c}(n) \\ \mathbf{s}(n) \end{bmatrix}}_{\mathbf{c}(n)} + \underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{w}_1(n) \\ \mathbf{w}_2(n) \end{bmatrix}}_{\mathbf{w}(n)} \quad (16)$$

为获得用户 1 发射信号估值 $\hat{c}(n)$, 式(16)中接收信号矢量 $\mathbf{r}(n)$ 被送至图 1 中的“New Decoder”进行解码。下面首先简单介绍准静态衰落信道下两种传统解码器设计方法, 在此基础上给出时变信道下新的解码器设计方案。

3 准静态衰落信道下 ZF 解码器设计

信道准静态衰落时, 式(16)中的时变信道矩阵 $\mathbf{H}(n)$ 退化为时不变信道矩阵 \mathbf{H} , 且 \mathbf{H}_i 和 \mathbf{G}_i , $i=1,2$ 为正交矩阵。文献[9]中, 设计给出了如下线性滤波矩阵:

$$\mathbf{F} = \begin{bmatrix} \mathbf{I}_2 & -\mathbf{G}_1\mathbf{G}_2^{-1} \\ -\mathbf{H}_2\mathbf{H}_1^{-1} & \mathbf{I}_2 \end{bmatrix} \quad (17)$$

作用 \mathbf{F} 于式(16)中的接收信号矢量 $\mathbf{r}(n)$, 则有修正接收信号矢量 $\mathbf{y}(n)$:

$$\underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{y}_1(n) \\ \mathbf{y}_2(n) \end{bmatrix}}_{\mathbf{y}(n)} = \mathbf{F}\mathbf{r}(n) = \begin{bmatrix} (\mathbf{H}_1 - \mathbf{G}_1\mathbf{G}_2^{-1}\mathbf{H}_2)\mathbf{c}(n) \\ (\mathbf{G}_2 - \mathbf{H}_2\mathbf{H}_1^{-1}\mathbf{G}_1)\mathbf{s}(n) \end{bmatrix} + \underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{w}'_1(n) \\ \mathbf{w}'_2(n) \end{bmatrix}}_{\mathbf{w}'(n)} \quad (18)$$

式(18)中, $\mathbf{w}'(n) = \mathbf{F}\mathbf{w}(n)$ 。在信道准静态衰落假定下, 矩阵 $(\mathbf{H}_1 - \mathbf{G}_1\mathbf{G}_2^{-1}\mathbf{H}_2)$ 和 $(\mathbf{G}_2 - \mathbf{H}_2\mathbf{H}_1^{-1}\mathbf{G}_1)$ 为正交阵, 为获得用户 1 发射信号估值 $\hat{c}(n)$, 有

$$\mathbf{y}_1(n) = (\mathbf{H}_1 - \mathbf{G}_1\mathbf{G}_2^{-1}\mathbf{H}_2)\mathbf{c}(n) + \mathbf{w}'_1(n) \quad (19)$$

设置 $\mathbf{A} = \mathbf{H}_1 - \mathbf{G}_1\mathbf{G}_2^{-1}\mathbf{H}_2$, $\mathbf{B} = \mathbf{G}_2 - \mathbf{H}_2\mathbf{H}_1^{-1}\mathbf{G}_1$, 定义 $\boldsymbol{\eta}_1(n) = \mathbf{A}^H\mathbf{w}'_1(n)$, 则有修正接收信号矢量 $\mathbf{y}'_1(n)$:

$$\mathbf{y}'_1(n) = \mathbf{A}^H\mathbf{y}_1(n) = \mathbf{A}^H\mathbf{A}\mathbf{c}(n) + \boldsymbol{\eta}_1(n) \quad (20)$$

此时, $\mathbf{A}^H\mathbf{A}$ 为对角阵, 显然, 为解码用户 1 发射信号所获得的空时分集增益为 $\mathbf{A}^H\mathbf{A}$ 。同上分析可获得用户 2 发射信号估值 $\hat{s}(n)$, 且获得的空时分集增益为 $\mathbf{B}^H\mathbf{B}$ 。

4 准静态衰落信道下 MMSE 解码器设计

便于描述, 重新定义接收信号矢量 $\mathbf{r}=[\mathbf{r}_1 \ \mathbf{r}_2 \ \mathbf{r}_3 \ \mathbf{r}_4]^T = [\mathbf{r}_1(2n) \ \mathbf{r}_2^*(2n+1) \ \mathbf{r}_2(2n) \ \mathbf{r}_1^*(2n+1)]^T$ 。为获得用户 1 发射信号估值 $\hat{c}(n)$, 对于 MMSE 解码器, 寻求接收信号 r_i , $i=1 \dots 4$ 的某种线性组合, 使用户 1 解码后符号 $\hat{c}(2n)$ 和 $\hat{c}(2n+1)$ 的均方误差(Mean Squared Error, MSE)最小。则定义错误代价函数如下:

$$\begin{aligned} \xi(\boldsymbol{\alpha}, \boldsymbol{\beta}) &= \left\| \sum_{i=1}^4 \alpha_i^* r_i - (\beta_1^* c(2n) + \beta_2^* c(2n+1)) \right\|^2 \\ &= \|\boldsymbol{\alpha}^H \mathbf{r} - \boldsymbol{\beta}^H \mathbf{c}(n)\|^2 \end{aligned} \quad (21)$$

式(21)中, $\boldsymbol{\alpha}=[\alpha_1 \ \alpha_2 \ \alpha_3 \ \alpha_4]^T$, $\boldsymbol{\beta}=[\beta_1 \ \beta_2]^T$ 。选取权矢量 $\boldsymbol{\alpha}$ 和 $\boldsymbol{\beta}$ 使 $E\{\xi(\boldsymbol{\alpha}, \boldsymbol{\beta})\}$ 最小。文献[5]中, 推导给出了为解码符号 $c(2n)$ 和 $c(2n+1)$ 的两组系数设置:

$$\left. \begin{aligned} \alpha_1 &= (\mathbf{M} - \mathbf{h}_2\mathbf{h}_2^H)^{-1}\mathbf{h}_1 \\ \beta_1 &= 1, \beta_2 = \mathbf{h}_2^H(\mathbf{M} - \mathbf{h}_2\mathbf{h}_2^H)\mathbf{h}_1 \end{aligned} \right\} \left. \begin{aligned} \alpha_2 &= (\mathbf{M} - \mathbf{h}_1\mathbf{h}_1^H)^{-1}\mathbf{h}_2 \\ \beta_2 &= 1, \beta_1 = \mathbf{h}_1^H(\mathbf{M} - \mathbf{h}_1\mathbf{h}_1^H)\mathbf{h}_2 \end{aligned} \right\} \quad (22)$$

式(22)中, $\mathbf{M} = E\{\mathbf{r}\mathbf{r}^H\}$, \mathbf{h}_i , $i=1,2$ 为信道矩阵 $\mathbf{H}(n)$ 的第 i 列。信道准静态时, 由于 \mathbf{h}_1 与 \mathbf{h}_2 正交, 式(22)变为

$$\left. \begin{aligned} \alpha_1 &= \mathbf{M}^{-1}\mathbf{h}_1 \\ \beta_1 &= 1, \beta_2 = 0 \end{aligned} \right\} \left. \begin{aligned} \alpha_2 &= \mathbf{M}^{-1}\mathbf{h}_2 \\ \beta_2 &= 1, \beta_1 = 0 \end{aligned} \right\} \quad (23)$$

由式(21), 式(23)知, 信道准静态衰落时, 据最大似然解码(Maximum Likelihood Decoding, MLD), 用户 1 发射信号估值 $\hat{c}(n)$ 为

$$\hat{c}(n) = \arg \min_{c(n) \in \mathcal{C}} \{ \|\boldsymbol{\alpha}_1^H \mathbf{r} - \hat{c}(2n)\|^2 + \|\boldsymbol{\alpha}_2^H \mathbf{r} - \hat{c}(2n+1)\|^2 \} \quad (24)$$

显然, 信道准静态衰落下, 解码用户 1 发射符号 $c(2n)$ 时, 不受符号 $c(2n+1)$ 影响。反之, 解码发射符号 $c(2n+1)$ 时, 不受符号 $c(2n)$ 影响, 即不存在 ISI。

5 时变信道下两种新解码器设计

5.1 信道时变对 ZF 和 MMSE 解码器影响分析

信道时变时, 对于上述两种传统解码器, 如仍按照式(20), 式(24)进行解码, 则在解码用户 1 发射信号时, 存在 ISI。下面给出详细分析, 并在此基础上给出两种新解码器设计方案。

对于 ZF 解码器, 信道时变时, 式(20)中矩阵 \mathbf{A} 非正交, 则 $\mathbf{A}^H\mathbf{A}$ 非对角阵, 定义

$$\mathbf{A}^H\mathbf{A} = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} \\ a_{21} & a_{22} \end{bmatrix} \quad (25)$$

则式(20)重新修正为

$$\begin{bmatrix} [y_1'(n)]_1 \\ [y_1'(n)]_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} \\ a_{21} & a_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} c(2n) \\ c(2n+1) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} [\eta_1(n)]_1 \\ [\eta_1(n)]_2 \end{bmatrix} \quad (26)$$

$$\underbrace{\begin{bmatrix} [y_1'(n)]_1 \\ [y_1'(n)]_2 \end{bmatrix}}_{\mathbf{y}'(n)} = \underbrace{\begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} \\ a_{21} & a_{22} \end{bmatrix}}_{\mathbf{A}^H \mathbf{A}} \underbrace{\begin{bmatrix} c(2n) \\ c(2n+1) \end{bmatrix}}_{\mathbf{c}(n)} + \underbrace{\begin{bmatrix} [\eta_1(n)]_1 \\ [\eta_1(n)]_2 \end{bmatrix}}_{\boldsymbol{\eta}(n)}$$

为获得用户 1 发射信号估值 $\hat{c}(2n)$ 和 $c'(2n+1)$, 式(26)分解为

$$[y_1'(n)]_1 = a_{11}c(2n) + a_{12}c(2n+1) + [\eta_1(n)]_1 \quad (27)$$

$$[y_1'(n)]_2 = a_{21}c(2n) + a_{22}c(2n+1) + [\eta_1(n)]_2 \quad (28)$$

式(27)用来解码发射符号 $\hat{c}(2n)$, 第 1 项为有用信号, 第 2 项为 ISI, 第 3 项为噪声; 式(28)用来解码发射符号 $\hat{c}(2n+1)$, 第 2 项为有用信号, 第 1 项为 ISI, 第 3 项为噪声。

对于 MMSE 解码器, 信道时变时, 式(22)中的两组系数设置里, $\beta_2 \neq 0$, $\beta_1 \neq 0$, 则在解码用户 1 发射符号 $c(2n)$ 时, 式(24)中的 $\{\boldsymbol{\alpha}^H \mathbf{r} - \hat{c}(2n)\}$ 不仅包含用户 2 的发射信号干扰 (Co-Channel Interference, CCI) 和白噪, 同时包含 ISI 信号 $\beta_2^* c(2n+1)$; 同理, 在解码符号 $c(2n+1)$ 时, $\{\boldsymbol{\alpha}^H \mathbf{r} - \hat{c}(2n+1)\}$ 不仅包含 CCI 和白噪, 同时也包含 ISI 信号 $\beta_1^* c(2n)$ 。

显然, 信道准静态时, 式(27), 式(28)中 $a_{12} = a_{21} = 0$, 式(22)中 $\beta_2 = \beta_1 = 0$, 上述解码方法即为第 3, 4 节中所述解码方法; 信道时变时, a_{12} , a_{21} , β_2 , β_1 随信道时变增大而增加, 则在解码用户 1 发射符号 $c(2n)$ 或 $c(2n+1)$ 时引入的 ISI 增加, 导致系统性能下降, 后续仿真也验证了两种传统解码器在高 SNR 下出现误码率平台现象。

5.2 两种新解码器设计

为克服或降低 ISI 的影响, 下面介绍两种新的解码器设计方法。

5.2.1 基于式(27), 式(28)的联合新解码器设计

式(27), 式(28)既含有期望解码的用户 1 信号 $\hat{c}(2n)$, $\hat{c}(2n+1)$, 又含有 ISI 和噪声。区别于传统的两式独立解码, 这里联合两式解码用户 1 发射信号, 则有

$$\begin{aligned} y_{-c}(2n) &= a_{22}[y_1'(n)]_1 - a_{12}[y_1'(n)]_2 \\ &= (a_{22}a_{11} - a_{12}a_{21})c(2n) + (a_{22}[\eta_1(n)]_1 - a_{12}[\eta_1(n)]_2) \end{aligned} \quad (29)$$

$$\begin{aligned} y_{-c}(2n+1) &= a_{11}[y_1'(n)]_2 - a_{21}[y_1'(n)]_1 \\ &= (a_{11}a_{22} - a_{21}a_{12})c(2n+1) + (a_{11}[\eta_1(n)]_2 - a_{21}[\eta_1(n)]_1) \end{aligned} \quad (30)$$

由式(29)即可获得用户 1 发射信号 $\hat{c}(2n)$, 由式(30)即可获得用户 1 发射信号 $\hat{c}(2n+1)$ 。

5.2.2 基于 ZF 的新解码器设计

该解码器设计基于 ZF 思想, 通过构造一矩阵, 作用于时变信道矩阵使之对角化而达到消除或降低 ISI 影响的目的。接收信号矢量 $\mathbf{r}(n)$ 如式(16)所示。定义矩阵 $\boldsymbol{\theta}(n)$:

$$\boldsymbol{\theta}(n) = \begin{bmatrix} \theta_1(n) & \theta_2(n) \\ \theta_{21}(n) & \theta_{22}(n) \end{bmatrix} \quad (31)$$

作用 $\boldsymbol{\theta}(n)$ 矩阵于式(16), 使之

$$\boldsymbol{\theta}(n)\mathbf{H}(n) = \begin{bmatrix} \mathbf{D}_1 & 0 \\ 0 & \mathbf{D}_2 \end{bmatrix} \quad (32)$$

式(32)中, $\mathbf{D}_1 = \text{diag}(p_1, p_2)$, $\mathbf{D}_2 = \text{diag}(p_3, p_4)$ 为对角阵。 p_i , $i=1, \dots, 4$ 可任意设置, 本文设置 p_i 为矩阵 $\mathbf{H}(n)^H \mathbf{H}(n)$ 的第 i 个对角元素。

由式(16), 式(31), 式(32), 可获得矩阵 $\boldsymbol{\theta}(n)$ 各元素设置如下:

$$\left. \begin{aligned} \theta_{11}(n) &= -\theta_{21}(n)\mathbf{G}_2(n)\mathbf{G}_1^{-1}(n) \\ \theta_{22}(n) &= \mathbf{D}_1\mathbf{X}_1^{-1}(n) \\ \theta_{21}(n) &= \mathbf{D}_2\mathbf{X}_2^{-1}(n) \\ \theta_{12}(n) &= -\theta_{21}(n)\mathbf{H}_1(n)\mathbf{H}_2^{-1}(n) \end{aligned} \right\} \quad (33)$$

式(33)中, $\mathbf{X}_1(n) = \mathbf{H}_2(n) - \mathbf{G}_2(n)\mathbf{G}_1^{-1}(n)\mathbf{H}_1(n)$, $\mathbf{X}_2(n) = \mathbf{G}_1(n) - \mathbf{H}_1(n)\mathbf{H}_2^{-1}(n)\mathbf{G}_2(n)$ 。

由该 $\boldsymbol{\theta}(n)$ 矩阵作用于式(16), 有修正接收信号矢量 $\mathbf{y}(n)$:

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} y_1(n) \\ y_2(n) \end{bmatrix} &= \boldsymbol{\theta}(n)\mathbf{r}(n) = \begin{bmatrix} \mathbf{D}_1 & 0 \\ 0 & \mathbf{D}_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{c}(n) \\ \mathbf{s}(n) \end{bmatrix} + \boldsymbol{\theta}(n)\mathbf{w}(n) \\ \mathbf{y}(n) &= \begin{bmatrix} \mathbf{D}_1\mathbf{c}(n) \\ \mathbf{D}_2\mathbf{s}(n) \end{bmatrix} + \underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{w}'_1(n) \\ \mathbf{w}'_2(n) \end{bmatrix}}_{\mathbf{w}'(n)} \end{aligned} \quad (34)$$

式(34)中, $\mathbf{w}'(n) = \boldsymbol{\theta}(n)\mathbf{w}(n)$ 。为获得用户 1 发射信号估值 $\hat{c}(n)$, 有

$$\mathbf{y}_1(n) = \mathbf{D}_1\mathbf{c}(n) + \mathbf{w}'_1(n) \quad (35)$$

显然, 在该新解码器下, 为解码用户 1 发射信号所获得的空时分集增益为 \mathbf{D}_1 。同上分析可获得用户 2 发射信号估值 $\hat{\mathbf{s}}(n)$, 且获得的空时分集增益为 \mathbf{D}_2 。

6 性能分析及仿真结果

6.1 各种解码器理论误码率求取

由式(27, 28), 式(24), 式(29,30), (35)知: 几种解码器为解码用户 1 信号 $\hat{c}(2n)$ 和 $\hat{c}(2n+1)$ 均对称, 即解码后用户 1 的误码率等于解码二者之一。为便于分析, 这里给出用户 1 解码后估值信号 $\hat{c}(2n)$ 的有效信噪比表达式, 再进行误码率评估。下面首先分析两种传统解码器在时变信道下性能, 再给出新解码器性能, 并通过仿真验证新解码器对抗信道时变的稳健性。

基于式(27), 传统 ZF 解码器解码后估值信号 $\hat{c}(2n)$ 有效信噪比为:

$$\text{SNR}_{\text{ZF}} = \frac{|a_{11}|^2 E_{1-s}}{|a_{12}|^2 E_{1-s} + E |[\boldsymbol{\eta}(n)]_1|^2} \quad (36)$$

式(36)中, $a_{11} = [\mathbf{A}^H \mathbf{A}]_{1,1}$, $a_{12} = [\mathbf{A}^H \mathbf{A}]_{1,2}$, $E |[\boldsymbol{\eta}(n)]_1|^2 = \sigma_w^2 [\mathbf{A}^H [\mathbf{F}\mathbf{F}^H]_{2 \times 2} \mathbf{A}]_{1,1}$ 。

基于式(24), 传统 MMSE 解码器解码后估值信号 $\hat{c}(2n)$ 有效信噪比为

$$\text{SNR}_{\text{MMSE}} = \frac{E1_s}{E \|\mathbf{a}_1^H \mathbf{r} - c(2n)\|^2} \quad (37)$$

式(37)中, $E \|\mathbf{a}_1^H \mathbf{r} - c(2n)\|^2 = E1_s \{1 + \|\mathbf{a}_1^H \mathbf{H}(n)\|^2 - 2\text{Re}[\mathbf{a}_1^H \mathbf{H}(n) \mathbf{V}]\} + \sigma_w^2 \|\mathbf{a}_1\|^2$, $\mathbf{V} = [1 \ 0 \ 0 \ 0]^T$ 。

基于式(29),联合新解码器解码后估值信号 $\hat{c}(2n)$ 有效信噪比为

$$\text{SNR}_{\text{NEW1}} = \frac{|a_{22}a_{11} - a_{12}a_{21}|^2 E1_s}{E |\boldsymbol{\eta}'|^2} \quad (38)$$

式(38)中,

$$\left. \begin{aligned} a_{ij} &= [\mathbf{A}^H \mathbf{A}]_{i,j}, \quad i, j=1,2 \\ \boldsymbol{\eta}' &= a_{22}[\boldsymbol{\eta}(n)]_1 - a_{12}[\boldsymbol{\eta}(n)]_2 \\ E |\boldsymbol{\eta}'|^2 &= |a_{22}|^2 E |[\boldsymbol{\eta}(n)]_1|^2 + |a_{12}|^2 E |[\boldsymbol{\eta}(n)]_2|^2 \\ &\quad - 2\text{Re}\{a_{22}a_{12}^* E([\boldsymbol{\eta}(n)]_1 [\boldsymbol{\eta}(n)]_2^*)\} \end{aligned} \right\} \quad (39)$$

式(39)中,

$$\left. \begin{aligned} E |[\boldsymbol{\eta}(n)]_1|^2 &= \sigma_w^2 [\mathbf{A}^H [\mathbf{F}\mathbf{F}^H]_{2 \times 2} \mathbf{A}]_{1,1} \\ E |[\boldsymbol{\eta}(n)]_2|^2 &= \sigma_w^2 [\mathbf{A}^H [\mathbf{F}\mathbf{F}^H]_{2 \times 2} \mathbf{A}]_{2,2} \\ E([\boldsymbol{\eta}(n)]_1 [\boldsymbol{\eta}(n)]_2^*) &= \sigma_w^2 [\mathbf{A}^H [\mathbf{F}\mathbf{F}^H]_{2 \times 2} \mathbf{A}]_{1,2} \end{aligned} \right\} \quad (40)$$

基于式(35),基于ZF的新解码器解码后估值信号 $\hat{c}(2n)$ 有效信噪比为

$$\text{SNR}_{\text{NEW2}} = \frac{|p_1|^2 E1_s}{E |[\mathbf{w}'(n)]_1|^2} \quad (41)$$

式(41)中, $p_1 = [\mathbf{H}(n)^H \mathbf{H}(n)]_{1,1}$, $E |[\mathbf{w}'(n)]_1|^2 = \sigma_w^2 [\boldsymbol{\theta}(n) \boldsymbol{\theta}(n)^H]_{1,1}$ 。上几式中用户1发射符号 $c(2n)$ 和 $c(2n+1)$ 具有相同平均功率 $E1_s$ 。

据文献[13],对于QPSK调制,则几种解码器误码率(Bit Error Ratio, BER)分别为

$$\left. \begin{aligned} P_{b1} &= Q(\sqrt{\text{SNR}_{\text{ZF}}}) \\ P_{b2} &= Q(\sqrt{\text{SNR}_{\text{MMSE}}}) \\ P_{b3} &= Q(\sqrt{\text{SNR}_{\text{NEW1}}}) \\ P_{b4} &= Q(\sqrt{\text{SNR}_{\text{NEW2}}}) \end{aligned} \right\} \quad (42)$$

上式中, $Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^\infty e^{-t^2/2} dt$, $x \geq 0$ 为高斯截尾函数。

6.2 仿真设置

本文采用QPSK调制,设定用户1某时隙发射信号总功率为 $E1_t$,则调制符号平均功率为 $E1_s = E1_t/2$;用户2某时隙发射信号总功率为 $E2_t$,则用户2发射调制符号平均功率为 $E2_s = E2_t/2$ 。噪声列矢量 $\mathbf{w}(n)$ 的协方差矩阵为 $\sigma_w^2 \mathbf{I}_4$,其中 $\sigma_w^2(\text{dB}) = 1/\text{SNR}$,SNR为接收天线上用户1的信噪比。定义信干比(Signal Interference Ratio, SIR)为 $\text{SIR}(\text{dB}) = 10 \lg(E1_t/E2_t)$ 。

总的仿真设置为

$$\left. \begin{aligned} \text{SIR} &= 0\text{dB} \\ E1_t &= E2_t = 1 \\ E1_s &= E2_s = E1_t/2 = 0.5 \\ \sigma_w^2(\text{dB}) &= 1/\text{SNR} \\ \text{SNR} &= 0, \dots, 32, \text{ simulation interval} = 4 \end{aligned} \right\} \quad (43)$$

6.3 仿真结果

本文最后根据如上设置对式(42)的误码率函数进行了蒙特卡罗仿真,仿真结果如图2,图3所示。图2给出了 $\alpha_1 = 0.99$ 的各种解码器误码率曲线。通过对比发现,在SNR大约16dB以下,MMSE解码器比其他3种解码器性能都好,这是由于联合解码及其基于ZF的新解码器设计其本质均基于ZF思想构造,而ZF解码器在解码用户1发射信号时,主要抑制CCI,而未考虑白噪声影响,故此在低SNR下,MMSE解码器性能优于其他3种解码器性能。随SNR逐渐增大,两种传统的ZF,MMSE解码器出现误码性能平层,而该文提出的两种新解码器不存在误码平层现象,均获得了显著的性能改进。图3给出了 $\alpha_1 = 0.96$ 的各种解码器误码率曲线。通过对比图2与图3发现,随 α_1 值(α_1 值的大小取决于归一化多普勒频率 $f_d T_s$) 的减小,即信道时变增大,传统的ZF和MMSE解码器误码平层恶化严重且出现平层的SNR降低,即上述的MMSE解码器优于其他3种解码器的SNR门限值降低,约12dB左右。随SNR逐渐增加,两种新解码器性能改善更加明显。

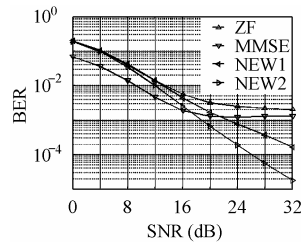


图2 $\alpha_1 = 0.99$ 值下各种解码器误码率曲线

Fig.2 BER curves of various decoders at $\alpha_1 = 0.99$

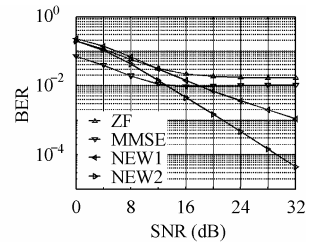


图3 $\alpha_1 = 0.96$ 值下各种解码器误码率曲线

Fig.3 BER curves of various decoders at $\alpha_1 = 0.96$

7 结束语

本文提出了两种新的适于时变信道下空时分组编码多用户系统的解码器设计方案。传统的ZF和MMSE解码器设计均基于信道准静态假定。一旦信道时变,则接收端在解码某用户信号时就引入ISI,且这种干扰随信道时变增大而增加。本文设计的解码器,可大大降低信道时变的影响。同时仿真结果表明,在高SNR值,在各种信道衰落速率下,两种传统解码器均出现误码率性能平层,而两种新解码器均不存在误码平层现象,获得了显著的性能改善。

参 考 文 献

- [1] Liu Zhiqiang, Giannakis G B. Space-time block-coded multiple access through frequency-selective fading channels. *IEEE Transactions on Commun.*, 2001, 49(6): 1033 – 1044.
- [2] Stamoulis A, Liu Zhiqiang, Giannakis G B. Space-time block-coded OFDMA with linear precoding for multirate services. *IEEE Transactions on Signal Process.*, 2002, 50(1): 119 – 129.
- [3] Hwang H C, Kwak K S. Space-time MMSE multiuser receiver for space-time coded DS/CDMA systems in frequency selective fading channels. *IEEE VTC 2003-spring*, Jeju, South Korea, 1: 759 – 763.
- [4] Zhang Yumin, Blum R S. Multistage multiuser detection for CDMA with space-time coding. *Proceedings of the Tenth IEEE Workshop on Statistical Signal and Array Processing*, PA, USA, 2000: 1 – 5.
- [5] Naguib A F, Seshadri N, Calderbank A R. Applications of space-time block codes and interference suppression for high capacity and high data rate wireless systems. *Thirty-Second Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers*, CA, USA, 1998, 2: 1803 – 1810.
- [6] Stamoulis A, Al-Dahir N, Calderbank A R. Further results on interference cancellation and space-time block codes. *Thirty-Fifth Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers*, CA, USA, 2001, 1: 257 – 261.
- [7] Lu Ben, Wang Xiaodong. Iterative receivers for multiuser space-time coding systems. *IEEE J. on Sel. Areas Commun.*, 2000, 18(11): 2322 – 2335.
- [8] Lu Ben, Wang Xiaodong, Li Ye. Iterative receivers for space-time block coded OFDM systems in dispersive fading channels. *IEEE GLOBECOM'01*, TX, USA, 2001, 1: 514 – 518.
- [9] Naguib A F, Seshadri N. Combined interference cancellation and ML decoding of space-time block codes. *IEEE J. on Sel. Areas Commun.*, 2000.
- [10] Alamouti S M. A simple transmit diversity technique for wireless communications. *IEEE J. on Sel. Areas Commun.*, 1998, 16(8): 1451 – 1458.
- [11] Wang H S, Chang P C. On verifying the first order Markovian assumption for Rayleigh fading channel model. *IEEE Transactions on Veh. Tech.*, 1996, 45(2): 353 – 357.
- [12] Jakes Jr W C. "Multipath interference," in *Microwave Mobile Communications*, Jakes Jr W C, Ed. New York: Wiley, 1974: 11 – 78.
- [13] Proakis J G. *Digital Communications*, 4th ed. New York: McGraw-Hill, 2001.
- 张碧军: 男, 1976 年生, 博士生, 研究方向为空时编码、多用户检测、MIMO-OFDM 技术等.
- 朱光喜: 男, 1945 年生, 教授, 博士生导师, 研究方向为无线通信、图像、图形与多媒体信息处理.
- 何业军: 男, 1969 年生, 博士生, 研究方向为信道编码和调制、MIMO-OFDM 技术等.