

纹状代数空时码的迫零检测性能分析

方晓青^① 谢玉堂^{①②} 徐佩霞^①

^①(中国科学技术大学电子工程与信息科学系 合肥 230027)

^②(中兴通讯上海研发中心 上海 201203)

摘要 纹状代数空时码(Threaded Algebraic Space Time code, TAST)具有在不牺牲码率的条件下获得全部分集增益的良好性能,适合于高速率传输。该文分析了全速率全分集 TAST 码的迫零(Zero-Forcing, ZF)检测性能,并与贝尔实验室垂直分层空时码(VBLAST)的检测性能进行比较。分析和仿真结果都表明:TAST 码的 ZF 检测性能优于 VBLAST,但其迫零排序逐次干扰抵消(ZF-Ordered Successive Interference Cancellation, ZFOSIC)检测的性能却差于 VBLAST。

关键词 纹状代数空时码,垂直贝尔实验室分层空时码,全速率全分集,迫零检测

中图分类号:TN919.3

文献标识码:A

文章编号:1009-5896(2006)10-1897-05

Performance Analysis of the Zero-Forcing Detection of Threaded Algebraic Space Time Code

Fang Xiao-qing^① Xie Yu-tang^{①②} Xu Pei-xia^①

^①(Dept. of EEIS, Univ. of Science and technology of China, Hefei 230027, China)

^②(Shanghai R&D Center, ZTE Corporation, Shanghai 201203, China)

Abstract Threaded Algebraic Space Time (TAST) code achieves the full diversity gain without the loss of code rate, and fits the high-rate transmission. In this paper the Zero-Forcing (ZF) detection's performance of the full-rate full-diversity TAST code is analyzed and compared with VBLAST. Theoretical analysis and simulation both show that the TAST's ZF detection performance is better than the VBLAST's, but their ZF-ordered successive interference cancellation (ZFOSIC) performance is alternated.

Key words Threaded Algebraic Space Time (TAST) code, VBLAST, Full-rate full-diversity, Zero-Forcing (ZF) detection

1 前言

MIMO(Multiple-Input Multiple Output)技术可以提高无线通信系统的性能,通过使用多个天线发射和接收经过空时编码的信号,可以为系统提供空间复用增益和空间分集增益。目前主要从以下两个方面来提高系统性能:空间复用和空间分集。空间复用可以充分利用空间信道中的多径分量提高信道容量,是一种提高传输速率的有效手段,如VBLAST空时码^[1]。空间分集则在不同的发射天线上传输相同的信息,提高了传输可靠性,其中以Alamouti和Tarokh等人提出的正交空时块码(Orthogonal Space-Time Block Code, OSTBC)最为简单有效^[2,3]。但无论是VBLAST还是OSTBC从利用空间资源上来说都只是极端^[4],因而降低了性能:VBLAST由于其没有充分利用分集增益而降低了它的可靠性,在高SNR时性能差于OSTBC^[5];OSTBC则无法胜任高速率传输^[6]。

Gamal和Damen在文献[7,8]中提出了一种纹状代数空时(TAST)码,它可以获得全部分集增益(发射分集和接收分集增益)但不牺牲传输速率,即可以在与VBLAST相同码率传输时具有与OSTBC相同的分集增益,因而具有很好的性能。

在文献[8]中作者对TAST码的成对错误概率(Pairwise Error Probability, PEP)进行了分析并仿真了最大似然(Maximum-Likelihood, ML)检测性能,结果表明,TAST码的检测性能明显好于VBLAST,且编码增益大于OSTBC。同时,TAST码具有设计灵活的优点,可以根据任意的发射接收天线数和码率来设计,因而具有很好的应用前景。

但在实际应用中由于ML检测算法的计算复杂度很高而难以实现,通常采用线性检测算法,如迫零(ZF)算法,最小均方误差算法(MMSE)。当使用线性检测算法时将极大影响TAST码的检测性能,因此我们将分析TAST码的ZF检测性能。本文内容安排如下,第2节介绍采用TAST码的MIMO系统模型,第3节分析了TAST码的ZF和迫零排序逐次干扰抵消(ZFOSIC)^[9]检测性能,并与VBLAST进行了比较,最后对TAST码和VBLAST的ZF检测性能和ZFOSIC检测性能进行了仿真对比,文中仿真了它们在空间衰落信道中的检测性能。

2 系统模型

先将本文中用到的一些主要的符号定义如下(在文中矩阵用大写粗体符号表示,矢量用小写粗体表示):

\mathbf{X}^\dagger 表示矩阵 \mathbf{X} 的Moore-Penrose伪逆; $\|\mathbf{X}\|_F^2$ 表示矩阵 \mathbf{X} 的平方Frobenius范数; $\mathbf{X}_{[i,j]}$ 或 x_{ij} 表示矩阵 \mathbf{X} 中第 (i,j)

个元素; $x(i)$ 表示矢量 \mathbf{x} 的第 i 个元素; $\mathbf{X}_{[i,:]}$ 和 $\mathbf{X}_{[:,j]}$ 分别表示矩阵 \mathbf{X} 中的第 i 行和第 j 列元素; $\text{vec}(\mathbf{X})$ 表示一个列向量, 通过将矩阵 \mathbf{X} 按列堆栈得到; \otimes 表示矩阵 Kronecher 积运算; \mathbf{E}_ω 表示求随机变量 ω 的统计期望。

在本文的 MIMO 系统中, 发射天线数为 M , 接收天线数为 N , 且 $N \geq M$, 即为一个 $M \times N$ 的 MIMO 信道。将对输入信息符号矢量进行空时编码得到的 TAST 码字用矩阵 \mathbf{B} 表示, 其大小为 $M \times T$, 即每个 TAST 码字占用 T 个时隙。在该 MIMO 系统中发射端不知道任何信道信息, 而接收端知道准确的信道信息。接收端经过匹配滤波和采样后得到的接收信号可以用矩阵 \mathbf{X} 表示, 则有(这里省去了时间变量, 将 T 个时隙的接收信号矢量合并成一个矩阵):

$$\mathbf{X} = \mathbf{H}\mathbf{B} + \sqrt{\frac{M}{\rho}}\mathbf{W} \quad (1)$$

其中 ρ 表示发射信噪比, 是总发射功率和每个接收天线上噪声功率的比值; \mathbf{H} 是大小为 $N \times M$ 的信道矩阵, 其中的元素 h_{nm} 表示第 m 个发射天线和第 n 个接收天线之间信道的衰落系数。本文将用下面的模型来表示信道^[10]:

$$\mathbf{H} = \mathbf{H}_\omega \cdot \mathbf{R}_t^{1/2} \quad (2)$$

其中 \mathbf{H}_ω 为空间独立 Rayleigh 衰落 MIMO 信道矩阵, 其中的元素相互独立且实部和虚部是均值为 0 方差为 1/2 的独立高斯随机变量; \mathbf{R}_t 为发射端天线之间的相关矩阵(只考虑发射天线之间的相关, 接收天线之间相互独立, 这适合于大多数场合), 也就是 \mathbf{H} 中各列的互相关系数。当 \mathbf{R}_t 为单位阵则表示信道为空间独立 Rayleigh 衰落信道, 否则 \mathbf{H} 将表示存在空间相关性的 MIMO 信道。

在本文中我们使用的 MIMO 信道是平坦准静态 Rayleigh 空间衰落信道, 衰落系数 h_{nm} 在一个码字(也就是 T 个时隙)期间保持不变, 不同码字的衰落系数相互独立。 \mathbf{W} 是大小为 $N \times T$ 的噪声矩阵, 其中每个元素 ω_m 的实部和虚部是均值为 0 方差为 1/2 的独立高斯随机变量。这里我们对码字 \mathbf{B} 中的每一个元素 b_{mj} 进行了功率归一化, 则总发射功率的大小等于发射天线数。

本文要进行分析的 TAST 码是全速率全分集的, 即码率为 M ^[7], 且具有最佳编码延时, 即码字矩阵 \mathbf{B} 是方阵, $M = T$ 。每个 TAST 码字中需传输 $M \cdot M$ 个信息符号, 其编码过程如下: 将输入的 $M \cdot M$ 个符号分成 M 组长度为 M 的

符号矢量 $\mathbf{u}_j \left(\mathbf{u}_j \square (u_j(1), \dots, u_j(M))^T, j=1, \dots, M \right)$, 经过调制器 γ_j 输出到码字中相应的条纹 ℓ_j 上。在本文中所用条纹 ℓ_j 的结构如图 1 所示(用元素在码字矩阵中的坐标集合来表示, 元素 (j, t) 指在码字中第 t 个时隙在第 j 个天线上发射的信号):

$$\ell_j = \left\{ \left(|t+j-2|_M + 1, t \right), 1 \leq t \leq M \right\}, \quad 1 \leq j \leq M \quad (3)$$

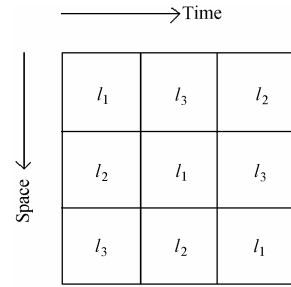


图 1 $M = T = 3$ 时 TAST 码字中条纹 ℓ_1, ℓ_2, ℓ_3 的空时结构, 横轴和纵轴分别代表 TAST 码字的时间维和空间维 其中 $|\cdot|_M$ 是求关于 M 的模, ℓ_j 的空时结构结合 γ_j 将使得上面传输的每个符号获得全部分集增益。相应的调制器 γ_j 实现一个线性的编码调制过程, 表示如下:

$$\gamma_j(\mathbf{u}_j) = \phi^{(j-1)/M} \mathbf{s}_j = \phi^{(j-1)/M} \mathbf{M} \mathbf{u}_j \quad (4)$$

其中 ϕ 是 Diophantine 数, 用来分离码字矩阵中的不同条纹以使它们处在不同的代数子空间中。 ϕ 需要根据不同的天线数和码率来选取。旋转矩阵 \mathbf{M} 可以使得矢量 \mathbf{u}_j 的最小积距离最大^[11], 是大小为 $M \times M$ 的酉阵。

3 ZF 检测性能分析

由于 TAST 码是一类线性空时码^[7], 用于 VBLAST 的所有线性检测算法都可用于检测 TAST 码, 下面我们将分析 TAST 码的 ZF 检测性能。对式(1)两边进行 $\text{vec}(\cdot)$ 运算可得:

$$\mathbf{x} = \text{vec}(\mathbf{X}) = (\mathbf{I}_M \otimes \mathbf{H}) \text{vec}(\mathbf{B}) + \sqrt{\frac{M}{\rho}} \boldsymbol{\omega} \quad (5)$$

其中 $\boldsymbol{\omega} = \text{vec}(\mathbf{W})$ 。矢量 $\text{vec}(\mathbf{B})$ 经过一个置换矩阵 \mathbf{P} (大小为 $MM \times MM$) 可变换成如下形式的矢量:

$$\mathbf{P} \cdot \text{vec}(\mathbf{B}) = \begin{pmatrix} \mathbf{s}_1 \\ \phi^{1/M} \mathbf{s}_2 \\ \vdots \\ \phi^{(M-1)/M} \mathbf{s}_M \end{pmatrix} \quad (6)$$

由式(4)可得

$$\mathbf{P} \cdot \text{vec}(\mathbf{B}) = \left(\text{diag} \left(1, \phi^{1/M}, \dots, \phi^{(M-1)/M} \right) \otimes \mathbf{M} \right) \left(\mathbf{u}_1^T, \dots, \mathbf{u}_M^T \right)^T \quad (7)$$

将式(7)代入式(5)可得

$$\mathbf{x} = (\mathbf{I}_M \otimes \mathbf{H}) \mathbf{P}^T \left(\text{diag} \left(1, \phi^{1/M}, \dots, \phi^{(M-1)/M} \right) \otimes \mathbf{M} \right) \cdot \left(\mathbf{u}_1^T, \dots, \mathbf{u}_M^T \right)^T + \sqrt{\frac{M}{\rho}} \boldsymbol{\omega} \quad (8)$$

此时式(8)可以看成是信道矩阵 $\bar{\mathbf{H}}$ 为

$$\bar{\mathbf{H}} = (\mathbf{I}_M \otimes \mathbf{H}) \mathbf{P}^T \left(\text{diag} \left(1, \phi^{1/M}, \dots, \phi^{(M-1)/M} \right) \otimes \mathbf{M} \right) \quad (9)$$

发射矢量为 $\mathbf{u} = \left(\mathbf{u}_1^T, \dots, \mathbf{u}_M^T \right)^T$ 的 VBLAST 系统, 对接收矢量 \mathbf{x} 进行 ZF 检测可得(文中在变量上加 $\hat{\cdot}$ 表示该变量的待估变量):

$$\hat{\mathbf{u}} = \mathbf{u} + \sqrt{\frac{M}{\rho}} \bar{\mathbf{H}}^\dagger \boldsymbol{\omega} \quad (10)$$

其中 $\bar{\mathbf{H}}^\dagger$ 是 $\bar{\mathbf{H}}$ 的 Moore-Penrose 逆, 由矩阵的相关知识^[12] 可表示成:

$$\begin{aligned}\bar{\mathbf{H}}^\dagger &= (\bar{\mathbf{H}}^H \bar{\mathbf{H}})^{-1} \bar{\mathbf{H}}^H \\ &= (\bar{\mathbf{H}}^H \bar{\mathbf{H}})^{-1} \mathbf{M}_p^H \mathbf{P} (\mathbf{I}_M \otimes \mathbf{H}^H)\end{aligned}\quad (11)$$

其中 \mathbf{M}_p 为

$$\mathbf{M}_p = \left(\text{diag}(1, \phi^{1/M}, \dots, \phi^{(M-1)/M}) \otimes \mathbf{M} \right) \quad (12)$$

相应的误差矢量为

$$\begin{aligned}\mathbf{e} = \hat{\mathbf{u}} - \mathbf{u} &= \sqrt{\frac{M}{\rho}} \bar{\mathbf{H}}^\dagger \boldsymbol{\omega} \\ &= \sqrt{\frac{M}{\rho}} (\bar{\mathbf{H}}^H \bar{\mathbf{H}})^{-1} \mathbf{M}_p^H \mathbf{P} (\mathbf{I}_M \otimes \mathbf{H}^H \mathbf{H}) \\ &\quad \cdot (\mathbf{I}_M \otimes \mathbf{H}^H \mathbf{H})^{-1} (\mathbf{I}_M \otimes \mathbf{H}^H) \boldsymbol{\omega} \\ &= \sqrt{\frac{M}{\rho}} (\bar{\mathbf{H}}^H \bar{\mathbf{H}})^{-1} \mathbf{M}_p^H \mathbf{P} (\mathbf{I}_M \otimes \mathbf{H}^H) \\ &\quad \cdot (\mathbf{I}_M \otimes \mathbf{H}) \mathbf{P}^T \mathbf{P} (\mathbf{I}_M \otimes (\mathbf{H})^\dagger) \boldsymbol{\omega} \\ &= \sqrt{\frac{M}{\rho}} \bar{\mathbf{H}}^\dagger \mathbf{H}_p \bar{\boldsymbol{\omega}} = \sqrt{\frac{M}{\rho}} (\mathbf{H}_p \mathbf{M}_p)^\dagger \mathbf{H}_p \bar{\boldsymbol{\omega}}\end{aligned}\quad (13)$$

其中 $\bar{\boldsymbol{\omega}}$ 和 \mathbf{H}_p 分别为

$$\bar{\boldsymbol{\omega}} = \mathbf{P} (\mathbf{I}_M \otimes (\mathbf{H})^\dagger) \boldsymbol{\omega} = \mathbf{P} \cdot \text{vec}((\mathbf{H})^\dagger \mathbf{W}) \quad (14)$$

$$\mathbf{H}_p = (\mathbf{I}_M \otimes \mathbf{H}) \mathbf{P}^T \quad (15)$$

因为 $M = T$ 且 $M \leq N$ 故有下式成立:

$$\bar{\mathbf{H}}^\dagger \mathbf{H}_p = (\mathbf{H}_p \mathbf{M}_p)^\dagger \mathbf{H}_p = (\mathbf{M}_p)^{-1} = (\mathbf{M}_p)^H \quad (16)$$

代入式(13)得

$$\begin{aligned}\mathbf{e} = \hat{\mathbf{u}} - \mathbf{u} &= \sqrt{\frac{M}{\rho}} (\mathbf{M}_p)^H \bar{\boldsymbol{\omega}} \\ &= \sqrt{\frac{M}{\rho}} \left(\text{diag}(1, \phi^{-1/M}, \dots, \phi^{-(M-1)/M}) \otimes \mathbf{M}^H \right) \bar{\boldsymbol{\omega}}\end{aligned}\quad (17)$$

现在我们来看一下置换矩阵 \mathbf{P} , 它是由 TAST 码中的条纹 $\ell_j (j=1, \dots, M)$ 决定的。为了能直观地了解 \mathbf{P} 的作用, 我们将式(17)变化为

$$\begin{aligned}& \left(\text{diag}(1, \phi^{1/M}, \dots, \phi^{(M-1)/M}) \otimes \mathbf{M} \right) (\hat{\mathbf{u}} - \mathbf{u}) \\ &= \text{vec} \left(\left[\hat{s}_1, \phi^{1/M} \hat{s}_2, \dots, \phi^{(M-1)/M} \hat{s}_M \right] \right) \\ &\quad - \text{vec} \left(\left[s_1, \phi^{1/M} s_2, \dots, \phi^{(M-1)/M} s_M \right] \right) \\ &= \sqrt{M/\rho} \bar{\boldsymbol{\omega}}\end{aligned}\quad (18)$$

设矢量 $\bar{\boldsymbol{\omega}}$ 中与子矢量 $\phi^{(j-1)/M} \mathbf{s}_j$ (也就是输入到条纹 ℓ_j 上的矢量) 对应的子矢量为 $\bar{\boldsymbol{\omega}}_j$, 则子矢量 $\bar{\boldsymbol{\omega}}_j$ 中的元素是由矩阵 $(\mathbf{H})^\dagger \mathbf{W}$ 中通过条纹 ℓ_j (式(3)) 坐标集合映射的元素组成的, 这个映射过程就是由置换矩阵 \mathbf{P} 来实现的。

由于 TAST 码是线性的, 故误差矢量 \mathbf{e} 中的每个元素 $e_i (i=1, 2, \dots, MM)$ 都是 $\boldsymbol{\omega}$ 中每个复高斯随机变量的线性组

合, 也是高斯随机变量, 易知是零均值的, 下面求 e_i 的方差 σ_i^2 。

由式(17)可得:

$$\begin{aligned}e_{(j-1)M+l} &= \hat{u}_j(l) - u_j(l) = \sqrt{M/\rho} \phi^{-(j-1)/M} \mathbf{M}_{p[(j-1)M+l,:]} \bar{\boldsymbol{\omega}} \\ &= \sqrt{M/\rho} \phi^{-(j-1)/M} \left(\mathbf{M}_{[:,l]} \right)^T \bar{\boldsymbol{\omega}}_j \\ &= \sqrt{M/\rho} \phi^{-(j-1)/M} \cdot \sum_{i=1}^M \mathbf{M}_{[i,l]} \bar{\boldsymbol{\omega}}_j(i)\end{aligned}\quad (19)$$

可求得方差为

$$\begin{aligned}\sigma_{(j-1)M+l}^2 &= \boldsymbol{\mathcal{E}}_{\boldsymbol{\omega}} \left\{ e_{(j-1)M+l} e_{(j-1)M+l}^H \right\} \\ &= \frac{M}{\rho} \boldsymbol{\mathcal{E}}_{\boldsymbol{\omega}} \left\{ \left(\sum_{i=1}^M \mathbf{M}_{[i,l]} \bar{\boldsymbol{\omega}}_j(i) \right) \cdot \left(\sum_{i=1}^M \mathbf{M}_{[i,l]} \bar{\boldsymbol{\omega}}_j(i) \right)^* \right\}\end{aligned}\quad (20)$$

由式(3)定义的 TAST 码条纹 ℓ_j 的空时结构可知得 $\bar{\boldsymbol{\omega}}_j$ 中的元素是相互独立的, 可得

$$\begin{aligned}\boldsymbol{\mathcal{E}}_{\boldsymbol{\omega}} \left\{ \left(\sum_{i=1}^M \mathbf{M}_{[i,l]} \bar{\boldsymbol{\omega}}_j(i) \right) \cdot \left(\sum_{i=1}^M \mathbf{M}_{[i,l]} \bar{\boldsymbol{\omega}}_j(i) \right)^* \right\} \\ = \frac{1}{M} \boldsymbol{\mathcal{E}}_{\boldsymbol{\omega}} \left\{ \sum_{i=1}^M \bar{\boldsymbol{\omega}}_j(i) \bar{\boldsymbol{\omega}}_j(i)^* \right\} = \frac{1}{M} \|\mathbf{H}^\dagger\|_F^2\end{aligned}\quad (21)$$

代入式(20)可得

$$\begin{aligned}\sigma_i^2 &= \frac{1}{M} \frac{M}{\rho} \|\mathbf{H}^\dagger\|_F^2 = \frac{1}{M} \frac{M}{\rho} \sum_{j=1}^M \|\mathbf{H}^\dagger\|_{[j,:]}^2 \\ &= \frac{1}{M} \frac{M}{\rho} \text{trace} \left((\mathbf{H}^H \mathbf{H})^{-1} \right)\end{aligned}\quad (22)$$

下面我们将通过将 TAST 码的 ZF 检测性能和 VBLAST 的 ZF 检测性能进行比较来分析 TAST 码的性能。当所有数据子流的发射功率相等时, ZF 检测的误码率由各个子流的检测噪声功率 σ_i^2 来决定, 可知此时各数据子流的检测噪声是相关的, 故可认为在信噪较高时误码率主要由具有最大检测噪声功率的数据子流的误码率来决定; 而 ZFOSIC 检测的误码率主要由第一个被检测的数据子流的误码率来决定, 第一个被检测的数据子流的噪声功率是此时所有数据子流中最小的^[5]。

由式(22)可知全速率全分集 TAST 码每个独立数据子流的检测噪声功率是相等的, 而相应地用式(1)表示的 VBLAST (此时 \mathbf{X} 和 \mathbf{B} 分别是接收和发射矢量, 大小分别为 $N \times 1$ 和 $M \times 1$) 的每个独立数据子流的检测噪声为^[13]

$$\sigma_k^2 = \frac{M}{\rho} \|\mathbf{H}^\dagger\|_{[k,:]}^2 = \frac{M}{\rho} (\mathbf{H}^H \mathbf{H})^{-1}_{[k,k]} \quad (k=1, \dots, M) \quad (23)$$

易知, TAST 码每个独立数据子流的检测噪声功率等于相应 VBLAST 的所有数据子流 ZF 检测噪声功率的均值, 小于数据子流中最大的检测噪声功率, 故全速率全分集 TAST 码的 ZF 检测性能将好于 VBLAST, 而在进行 ZFOSIC 检测时它将比 VBLAST 的性能要差, 因为所有数据子流的检测噪声相

等且大于相应 VBLAST 的数据子流中最小的检测噪声功率。当信道存在相关性时, 相关系数越大则信道矩阵 \mathbf{H} 越病态, $(\mathbf{H}^H \cdot \mathbf{H})_{[k,k]}^{-1}$ 的值越大, 即 VBLAST 中各数据子流的检测噪声功率都很高, TAST 码的 ZF 和 ZFOSIC 的检测性能都将趋于 VBLAST, 因为此时 TAST 的检测噪声功率和 VBLAST 最大噪声功率相近。而且通过以上分析可以看出, TAST 码中 ϕ 和 M 的选取并不能在 ZF 检测中提高任何性能。这是我们所不希望的。

4 仿真

在这里我们对全速率全分集 TAST 码的 ZF 检测性能进行了仿真, 并与 VBLAST 进行了对比。我们假设 MIMO 系统已经实现了完全的同步, 接收端信号经过匹配滤波器后被正确采样, 故只对采样后的信号进行仿真。仿真的信息比特没有进行编码, 其调制方式为 QPSK, 比特和信息符号之间是 Gray 映射, 每个仿真结果经过了 $1e7$ 个比特的仿真。信道为准静态平坦 Rayleigh 衰落信道, 即在一个 TAST 码字内信道保持不变, 不同码字的信道系数相互独立, VBLAST 的信道和 TAST 的信道相同。

首先我们仿真了在空间独立衰落 MIMO 信道中的检测性能, 此时 \mathbf{R}_t 为单位阵。图 2 和图 3 分别是 VBLAST 和 TAST 码的 ZF 和 ZFOSIC 检测性能仿真曲线(为了便于比较也在图中画出了相应的 ML 检测性能曲线), 其中 $M = T = L = 2$, $N = 3$ 。由图可以看出, 虽然 TAST 码的 ML 检测性能大大好于 VBLAST 的性能, 其 ZFOSIC 检测性能却比 VBLAST 差, ZF 检测性能仍好于 VBLAST, 但性能比较接近, 差别没有 ZFOSIC 的大。由此也可以知道在 ZFOSIC 检测算法中第一个被检测数据子流的检测性能的降低将大大增加误码率。

在这里我们也仿真了当空间衰落存在相关时 TAST 码和 VBLAST 在不同 ZF 检测算法下的性能, 且发射天线数 $M = 2$ 。为了仿真方便, 我们采用如下形式的发射相关矩阵 \mathbf{R}_t :

$$\mathbf{R}_t = \begin{bmatrix} 1 & \rho \\ \rho & 1 \end{bmatrix} \quad (24)$$

因此可以用相关系数 ρ 来表示空间相关性的大小。图 4 是它

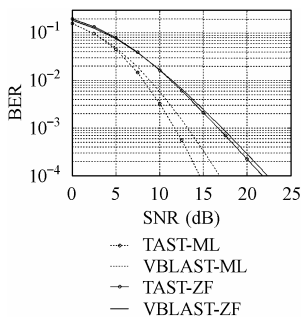


图 2 TAST 码与 VBLAST 的 ZF 检测性能比较

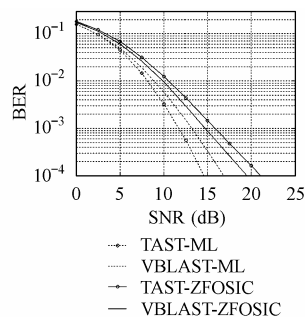


图 3 TAST 码与 VBLAST 的 ZFOSIC 检测性能比较

们不同空间相关性(ρ 取值从 0 到 1)时的 ZF 和 ZFOSIC 检测误比特率曲线, 此时 $M = T = L = 2$, $\text{SNR} = 15\text{dB}$, 其中 ZFOSIC 和 ML 检测性能曲线对应的接收天线数 $N = 2$, ZF 检测性能曲线对应的接收天线数 $N = 4$ (提高检测性能, 以使两者的误码率曲线更好的分开显示)。由图可见, 随着相关系数 ρ 的增大, 各数据子流的检测噪声功率都增大, 则 TAST 码的检测 SNR 与 VBLAST 各层的检测信噪比愈接近, 从而使得 TAST 码与 VBLAST 的 ZF 和 ZFOSIC 检测性能之间差别越来越小, 直至重合; 而 ML 检测性能则在不同的相关系数时 TAST 码都远优于 VBLAST。这与第 3 节中的分析是吻合的。

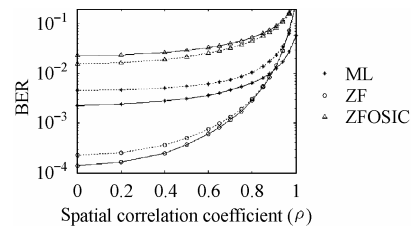


图 4 TAST 码(实线)和 VBLAST(虚线)在不同空间相关系数下的 ZF, ZFOSIC 和 ML 检测性能仿真

5 结束语

本文分析了在 $M \times N$ ($M \leq N$) 的 MIMO 信道中全速率全分集 TAST 码的 ZF 检测性能, 并与 VBLAST 作了相应的比较。通过分析表明, 在用 ZF 算法检测 TAST 码时, 每个独立数据子流的检测噪声功率相等, 其值为相应 VBLAST 各层检测噪声功率的平均值。比较二者的性能可得出如下结论: TAST 码的 ZF 检测性能会好于 VBLAST 的 ZF 检测性能, 而 ZFOSIC 的检测性能将差于 VBLAST。我们还仿真了在不同空间相关系数下 ZF, ZFOSIC 和 ML 的检测性能, 仿真结果也表明了以上结论的正确性。可见, TAST 码虽具有在不牺牲码率的条件下获得全部分集增益的良好性能, 但是需要高复杂度的 ML 检测才能充分利用其增益, ZF 检测算法是无法利用 TAST 码的全分集增益的。下一步我们将对 TAST 码进行改进以改善其 ZF 线性检测的性能, 提高其实用性。

参考文献

- [1] Foschini G J, Chizhik D, Gans M J, Papadias C, Valenzuela R A. Analysis and performance of some basic space-time architectures. *IEEE JSAC*, 2003, 21(3): 303-320.
- [2] Alamouti S. A simple transmitter diversity scheme for wireless communications. *IEEE JSAC*, 1998, 16: 1451-1458.
- [3] Tarokh V, Jafarkhani H, Calderbank A R. Space-time block codes from orthogonal designs. *IEEE Trans. on Info. Theory*, 1999, 45: 1456-1466.
- [4] Zheng L, Tse D N C. Diversity and multiplexing: A fundamental tradeoff in multiple antenna channels. *IEEE Trans. on Info. Theory*, 2003, 49: 1073-1096.
- [5] Paulraj A, Nabar R, Gore D. Introduction to Space-time Wireless Communications. Cambridge: Cambridge University Press, 2003.

- Chapter 7, 12.
- [6] Gesbert D, Shafi M, Shiu Da-shan, Smith P J, Naguib A. From theory to practice: An overview of MIMO space-time coded wireless systems. *IEEE JSAC*, 2003, 21(3): 281–302.
- [7] Damen M O, Gamal H E, Beaulieu N C. Linear threaded algebraic space-time constellations. *IEEE Trans. on Info. Theory*, 2003, 49(10): 2372–2388.
- [8] Gamal H E, Damen M O. Universal space-time coding. *IEEE Trans. on Info. Theory*, 2003, 49(5): 1097–1119.
- [9] Wolniansky P W, Foschini G J, Golden G D, Valenzuela R A. V-BLAST: An architecture for achieving very high data rates over the rich-scattering wireless channel. Proc. ISSSE-98, Pisa, Italy, 1998: 295–300.
- [10] Shiu D, Foschini G J, Gans M J, Kahn J M. Fading correlation and its effect on the capacity of multi-element antenna systems. *IEEE Trans. on Commun.*, 2000, 48: 502–513.
- [11] Damen M O, Abed-Meraim K, Belfiore J C. Diagonal algebraic space-time block codes. *IEEE Trans. on Info. Theory*, 2002, 48(3): 628–636.
- [12] 张贤达著. 矩阵分析与应用. 第一版, 北京: 清华大学出版社, 2004, 第 1 章.
- [13] Gore D, Heath Jr. R W, Paulraj A. Transmit selection in spatial multiplexing systems. *IEEE Communications Letters*, 2002, 6(11): 491–493.
- 方晓青: 男, 1980 年生, 博士生, 研究方向为无线通信系统中的非相干调制检测技术.
- 谢玉堂: 男, 1962 年生, 博士生, 中国电子学会高级会员, 中兴通讯股份有限公司研究员, 研究方向为新一代无线通信系统及关键技术.
- 徐佩霞: 女, 1941 年生, 教授, 博士生导师, 研究方向为无线通信信号处理.