

# 空间相关信道下酉空时系统的最大似然多符号差分检测算法

蓝 兴, 马东堂, 魏急波

(国防科技大学电子科学与工程学院, 湖南长沙 410073)

**摘 要:** 传统的酉空时系统, 通常假设信道衰落系数之间相互独立, 这个条件在实际系统中却很难满足, 天线之间的空间相关性造成系统性能恶化. 针对该问题, 本文提出了空间相关信道下酉空时系统的最大似然多符号差分检测算法. 本算法只需获取每个观测窗口的第一个符号, 以该符号为导频符号, 其传输效率渐近为 1, 并且不要求系统具有反馈信道, 算法中最大似然解的快速搜索可以通过球形译码来实现. 计算机仿真结果表明: 本算法可以在不明显增加开销的情况下, 有效的提高空间相关信道下酉空时系统的误码率性能.

**关键词:** 空间相关; 酉空时调制; 多符号差分检测

**中图分类号:** TN911 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2009) 09-1926-05

## Maximum-Likelihood Multiple Symbol Differential Detection for Unitary Space-Time Modulation in Spatial Correlated Channels

LAN Xing, MA Dong-tang, WEI Ji-bo

(School of Electronic Science and Engineering, National University of Defense Technology, Changsha, Hunan 410073, China)

**Abstract:** The traditional unitary space time modulation system is generally based on the assumption of independent and identically distributed channel coefficients. However, this condition is hard to satisfy in practice, the spatial correlation among antennas deteriorates the performance. This paper proposed a maximum likelihood multiple symbol differential detection algorithm for unitary space time system with spatial correlation. By using the first symbol of every observation window as pilot symbols, the transmit efficiency approximates to 1. Moreover, the proposed algorithm does not require the feedback channel. The fast search for the maximum likelihood solution can be done by sphere decoding algorithm. Simulation results show that our scheme can improve the bit error rate performance effectively in spatial correlated channels with a small cost.

**Key words:** spatial correlation; unitary space time modulation; multiple symbol differential detection (MSDD)

### 1 引言

MIMO 技术通过利用空间资源显著增加了系统容量. 文献[1]证明: 对于平衰落信道下的 MIMO 系统, 当信道衰落系数之间统计独立, 发送端未知而接收端已知信道状态信息(Channel State Information, CSI) 时, 信道容量随发射与接收天线数中的最小值成线性增长. 基于这一结论, 学者们提出了多种 BLAST 结构和空时码结构来开发 MIMO 系统的信道容量, 这些方案均基于接收端已知准确的信道状态信息. 在慢衰落信道下, 通常在数据序列中周期性的插入导频序列来获取信道状态信息, 然而这种方法在快衰落信道下却很难实现, 因此学者们又进一步提出了适用于快时变信道的酉空时调制技术<sup>[2]</sup>, 这类方案允许接收机在不获取信道状态信息的条

件下检测发射信号.

在传统的酉空时系统设计中, 通常假设信道衰落系数之间是相互独立的, 这个条件在实际系统中却很难满足, 不同收发天线间的空间相关性, 造成了系统性能的恶化. 信息论的研究结果证明<sup>[3]</sup>: 如果在发射端利用信道信息, 可以改善 MIMO 系统的性能. 基于这一思想, 文献[4, 5]分别从误符号率和成对错误概率角度出发, 研究了在相关信道下, 酉空时系统的本征波束成型和预编码设计, 由于在相关信道下采用最大似然检测需要获取前一个发送码矩阵, 实现困难, 所以它们均采用了次优的逐符号检测算法. 文献[4, 5]的设计方法的前提条件是系统具有反馈信道, 接收机将信道的空间相关信息反馈给发射机, 再通过合理的发射端设计来提高系统的性能.

本文中我们考虑实际应用的另一种情况: 当整个西空时系统没有反馈信道, 或者反馈信道实现代价很高时, 能不能以较小的代价提高空间相关信道下西空时系统的性能呢? 据此应用背景, 本文提出了空间相关信道下的最大似然多符号差分检测算法. 文章通过理论推导, 发现在空间相关信道下, 对于西空时系统的多符号差分检测 (MSDD, Multiple Symbol Differential Detection), 为了得到最大似然检测结果, 只需要获取每个观测窗口的第一个西空时符号, 因此可以设置该符号为导频符号, 这样做虽然会降低一些传输效率, 但是算法可以在空间相关信道下, 有效的提高系统的检测性能, 并且系统不需要反馈信道. 本算法的优势在于: 与传统的多符号差分检测算法相比, 设观测窗口长度均为  $N$  个西空时符号, 虽然传输效率会降低  $1/N$ , 但是误码率性能会有显著的提高. 随着观测窗口长度的增加, 传输效率会接近传统的多符号差分检测算法, 并且算法中最大似然解的快速搜索可以通过球形译码来实现.

本文中符号的定义如下:  $C^{m \times n}$  表示  $m \times n$  维复空间;  $(\cdot)^*$ ,  $(\cdot)^T$  和  $(\cdot)^H$  分别表示复共轭, 转置和共轭转置;  $\text{diag}\{\cdot\}$  表示以括号中元素为对角线元素构成一个对角矩阵或者对角分块矩阵;  $\text{tr}(\cdot)$  表示矩阵的迹; 操作符  $E[\cdot]$  表示求数学期望;  $\text{vec}(\cdot)$  表示将括号内的矩阵以列为单位进行纵向堆叠;  $CN(0, \sigma^2)$  表示零均值复高斯随机变量, 方差为  $\sigma^2$ ;  $I_n$  表示  $n$  维单位方阵;  $\odot$  表示矩阵的 Kronecker 积;  $\circ$  表示矩阵的 Hadamard 积;  $\|\cdot\|_F$  表示 Frobenius 范数.

## 2 系统模型

考虑一个西空时系统, 有  $N_T$  个发射天线与  $N_R$  个接收天线. 设  $l(k) \in \{0, 1, \dots, L-1\}$  是信息序列, 对应的  $N_T$  阶发送信息矩阵  $V(k) = V_{l(k)}$  取自西空时星座  $V = \{V_l, l = 0, 1, \dots, L-1\}$ , 其中  $L = 2^{R_{VT}}$  ( $R$  bits/sample 为调制速率), 并且具有群结构, 即对于任意  $l, l' \in \{0, 1, \dots, L-1\}$ , 存在  $l'' \in \{0, 1, \dots, L-1\}$ , 使得  $V_l = V_{l'} V_{l''}$ . 发送矩阵  $S(k)$  由对  $V(k)$  做差分得到

$$S(k) = V(k) S(k-1) \quad (1)$$

设初始码矩阵  $S(0) = D$ , 那么式(1)可以重写为

$$S(k) = C(k) D \quad (2)$$

其中  $C(k)$  是根据  $C(k) = V(k) C(k-1)$  进行差分编码得到的, 并且有  $C(0) = I_{N_T}$ . 为了满足平均发射功率不变, 初始码矩阵需要满足:  $\text{tr}(DD^H) = N_T$ .

假设信道服从块衰落, 即在一个符号内保持不变, 而在不同符号之间发生变化, 那么第  $k$  块信道矩阵可以表示为  $H(k)$ ,  $H(k) \in C^{N_R \times N_T}$ , 相应的接收信号矩阵

可以表示为

$$X(k) = S(k) H(k) + W(k) \quad (3)$$

其中  $W(k) \in C^{N_T \times N_R}$  是噪声矩阵, 由相互独立同分布的复高斯随机变量组成, 每个元素的概率分布为  $CN(0, \sigma_n^2)$ .

在采用多符号差分检测时, 设观测窗口长度为  $N$  块, 考虑到算法对每个观测窗口独立处理, 为方便起见, 省略每个观测窗口的时间起点标号. 系统的输入输出关系可以表示为

$$\bar{X} = \bar{S}_D \bar{H} + \bar{W} \quad (4)$$

其中

$$\begin{aligned} \bar{X} &= [X^T(0) \quad X^T(1) \quad \dots \quad X^T(N-1)]^T \\ \bar{H} &= [H^T(0) \quad H^T(1) \quad \dots \quad H^T(N-1)]^T \\ \bar{S}_D &= \text{diag}\{S(0) \quad S(1) \quad \dots \quad S(N-1)\} \\ \bar{W} &= [W^T(0) \quad W^T(1) \quad \dots \quad W^T(N-1)]^T \end{aligned}$$

由于信道具有空间相关性, 所以对于信道矩阵  $H(k)$  有

$$H(k) = \Lambda_T^{1/2} H_w(k) \Lambda_R^{1/2} \quad (5)$$

其中  $H_w(k) \in C^{N_T \times N_R}$ , 该矩阵的元素是相互独立同分布的复高斯随机变量, 每个元素的概率分布为  $CN(0, 1)$ ,  $\Lambda_T \in C^{N_T \times N_T}$  代表发射相关矩阵,  $\Lambda_R \in C^{N_R \times N_R}$  代表接收相关矩阵.

又因为信道在时间上也均具有相关性, 所以对于第  $k$  块信道矩阵  $H(k)$ , 第  $n_t$  发射天线与第  $n_r$  接收天线之间的信道衰落系数为  $h_{n_t n_r}(k)$ , 它的相关函数可以写为

$$\begin{aligned} &E[h_{n_t n_r}(k) h_{n'_t n'_r}^*(k')] \\ &= \chi((n_r - 1)N_T + n_t, (n'_r - 1)N_T + n'_t) \\ &\quad \cdot \varphi_h[N_T(k' - k)] \end{aligned} \quad (6)$$

其中,  $\varphi_h(p) = J_0(2\pi B_f p)$ ,  $J_0(\cdot)$  是零阶 Bessell 函数,  $B_f$  为归一化衰落带宽;  $\Lambda = E\{\text{vec}[H(k)] \text{vec}[H(k)]^H\}$ ,  $\chi(i, j)$  代表  $\Lambda$  的第  $i$  行第  $j$  列的元素,  $\Lambda = \Lambda_R \odot \Lambda_T$ . 每接收天线上的信噪比为  $\gamma_s = E_s/N_0 = 1/\sigma_n^2$ , 比特信噪比为  $\gamma_b = E_b/N_0 = 1/(R\sigma_n^2)$ .

## 3 相关信道下的似然函数

在空间相关信道下, 当发送信号为  $\bar{S}_D$  时, 接收  $\bar{X}$  的概率为  $p(\bar{X} | \bar{S}_D) = p(\text{vec}(\bar{X}) | \bar{S}_D)$ . 由式(4)可知, 在已知发送  $\bar{S}_D$  的条件下,  $\bar{X}$  服从零均值联合高斯分布, 因此, 只需求出  $\text{vec}(\bar{X})$  的条件协方差矩阵:

$$\begin{aligned} &E[\text{vec}(\bar{X}) \text{vec}(\bar{X})^H | \bar{S}_D] \\ &= E\{[(I_{N_R} \odot \bar{S}_D) \text{vec}(\bar{H}) + \text{vec}(\bar{W})] \\ &\quad \cdot [(I_{N_R} \odot \bar{S}_D) \text{vec}(\bar{H}) + \text{vec}(\bar{W})]^H | \bar{S}_D\} \\ &= (I_{N_R} \odot \bar{S}_D) E[\text{vec}(\bar{H}) \text{vec}(\bar{H})^H] \end{aligned}$$

$$\bullet (I_{N_R} \otimes \bar{\mathbf{S}}_D^H) + \sigma_n^2 I_{NN_T N_R} \quad (7)$$

对于式(7)中的  $E[\text{vec}(\mathbf{H}) \text{vec}(\mathbf{H})^H]$ , 可用以下方法计算:

记  $\mathbf{H}(k)$  的第  $n_R$  列为

$$\mathbf{H}_{n_R}(k) = [h_{1n_R}(k) \quad h_{2n_R}(k) \quad \dots \quad h_{N_T n_R}(k)]^T$$

那么  $\mathbf{H}_{n_R}(k_1)$  与  $\mathbf{H}_{n_R}(k_2)$  的协方差矩阵为:

$$E[\mathbf{H}_{n_R}(k_1) \mathbf{H}_{n_R}^H(k_2)] = \Phi_h[N_T(k_2 - k_1)] \Lambda_T \quad (8)$$

那么  $\mathbf{H}$  的第  $n_R$  列  $\mathbf{H}_{n_R}$  的自相关矩阵可以表示为:

$E[\mathbf{H}_{n_R} \mathbf{H}_{n_R}^H] = \mathbf{C}_h^{N_T} \otimes \Lambda_T$ , 其中:

$$\mathbf{C}_h^{N_T} = \begin{bmatrix} \Phi_0 & \Phi_1 & \dots & \Phi_{N-1} \\ \Phi_1 & \Phi_0 & \dots & \Phi_{N-2} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \Phi_{N-1} & \Phi_{N-2} & \dots & \Phi_0 \end{bmatrix} \quad (9)$$

其中,  $\Phi_k = \Phi_h(kN_T)$ . 又因为  $\mathbf{H}$  的列之间的相关性可以用相关矩阵  $\Lambda_R$  表示, 所以

$$E[\text{vec}(\mathbf{H}) \text{vec}(\mathbf{H})^H] = \Lambda_R \otimes (\mathbf{C}_h^{N_T} \otimes \Lambda_T) \quad (10)$$

将式(10)代入式(7), 得:

$$\begin{aligned} E[\text{vec}(\mathbf{X}) \text{vec}(\mathbf{X})^H | \bar{\mathbf{S}}_D] &= (I_{N_R} \otimes \bar{\mathbf{S}}_D) [ \Lambda_R \otimes (\mathbf{C}_h^{N_T} \otimes \Lambda_T) ] \\ &\quad \bullet (I_{N_R} \otimes \bar{\mathbf{S}}_D^H) + \sigma_n^2 I_{NN_T N_R} \\ &= \Lambda_R \otimes [ \bar{\mathbf{S}}_D (\mathbf{C}_h^{N_T} \otimes \Lambda_T) \bar{\mathbf{S}}_D^H ] + \sigma_n^2 I_{NN_T N_R} \\ &= \Lambda_R \otimes [ (\mathbf{C}_h^{N_T} \otimes \Lambda_T)^o (\bar{\mathbf{S}}_D \Lambda_T \bar{\mathbf{S}}_D^H) ] + \sigma_n^2 I_{NN_T N_R} \end{aligned} \quad (11)$$

式(11)中,  $\mathbf{1}_{N_T}$  表示  $N_T \times N_T$  阶全“1”方阵, 其中  $\bar{\mathbf{S}} = [\mathbf{S}^T(0) \quad \mathbf{S}^T(1) \quad \dots \quad \mathbf{S}^T(N-1)]^T$ . 令  $\mathbf{B} = E[\text{vec}(\mathbf{X}) \text{vec}(\mathbf{X})^H | \bar{\mathbf{S}}_D]$ , 那么在发送  $\bar{\mathbf{S}}_D$  的条件下, 接收  $\mathbf{X}$  的概率为  $p(\mathbf{X} | \bar{\mathbf{S}}_D)$  可以表示为

$$\begin{aligned} p(\mathbf{X} | \bar{\mathbf{S}}_D) &= p(\text{vec}(\mathbf{X}) | \bar{\mathbf{S}}_D) \frac{n!}{r! (n-r)!} \\ &= \frac{\exp[-\text{vec}(\mathbf{X})^H \mathbf{B}^{-1} \text{vec}(\mathbf{X})]}{\pi^{NN_T N_R} \det(\mathbf{B})} \end{aligned} \quad (12)$$

最大似然多符号差分检测通过穷尽搜索, 找到使式(12)最大的发送信号  $\bar{\mathbf{S}}$ . 根据式(2),  $\mathbf{B}$  可以表示为:

$$\mathbf{B} = \Lambda_R \otimes [ (\mathbf{C}_h^{N_T} \otimes \mathbf{1}_{N_T})^o (\bar{\mathbf{C}}_D \Lambda_T \mathbf{D}^H \mathbf{C}^H) ] + \sigma_n^2 I_{NN_T N_R} \quad (13)$$

式(13)中  $\bar{\mathbf{C}} = [I_{N_T} \quad \mathbf{C}^T(1) \quad \dots \quad \mathbf{C}^T(N-1)]^T$ , 对发送信号  $\bar{\mathbf{S}}$  的搜索可以转化为对  $\bar{\mathbf{C}}$  的搜索. 如果发送端不存在空间相关, 那么  $\Lambda_T = I_{N_T}$ ,  $\mathbf{D} \Lambda_T \mathbf{D}^H = I_{N_T}$ , 所以式(12)中的似然函数与初始码矩阵  $\mathbf{D}$  无关, 采用最大似然检测不需要获取初始码矩阵; 如果发送端存在空间相关, 那么通常  $\mathbf{D} \Lambda_T \mathbf{D}^H \neq I_{N_T}$ , 这时采用最大似然检测需要获取初始码矩阵  $\mathbf{D}$ ,  $\mathbf{D}$  的获取不能通过判决反馈, 因为错误的判决会导致差错传播现象, 解决问题的一种方法是: 每隔  $N-1$  个发送符号插入一个导频符号, 做为初

始码矩阵  $\mathbf{D}$ , 导频的插入会导致传输的效率变为原来的  $\frac{N-1}{N}$ , 但是它可以使系统在空间相关信道下具有更好的性能. 随着观测窗口长度  $N$  的增加, 传输效率逐渐接近不插入导频符号的情形. 因为待检测的符号数随观测窗口长度成指数增长, 所以搜索的复杂度也会成指数增长, 可以通过球形译码算法来解决这个问题.

#### 4 相关信道下的最大似然 MSDD 算法

根据第3节的分析, 式(12)的最大化条件可以等价

$$\bar{\mathbf{C}}_D^{ML} = \underset{\bar{\mathbf{C}}_D}{\text{argmin}} [\text{vec}(\mathbf{X})^H \mathbf{B}^{-1} \text{vec}(\mathbf{X}) + \ln \det(\mathbf{B})] \quad (14)$$

其中:

$$\begin{aligned} \mathbf{B} &= \{ I_{N_R} \otimes [ \bar{\mathbf{C}}_D (I_N \otimes \mathbf{D}) ] [ \Lambda_R \otimes (\mathbf{C}_h^{N_T} \otimes \Lambda_T) ] \{ I_{N_R} \\ &\quad \otimes [ \bar{\mathbf{C}}_D (I_N \otimes \mathbf{D}) ]^H + \sigma_n^2 I_{NN_T N_R} \} \\ \bar{\mathbf{C}}_D &= \text{diag} \{ I_{N_T} \quad \mathbf{C}(1) \quad \dots \quad \mathbf{C}(N-1) \} \end{aligned}$$

如果选择初始码矩阵  $\mathbf{D}$  为一个酉矩阵, 那么  $\{ I_{N_R} \otimes [ \bar{\mathbf{C}}_D (I_N \otimes \mathbf{D}) ] \}$  也是一个酉矩阵,  $\mathbf{B}$  可以重写成:

$$\mathbf{B} = \{ I_{N_R} \otimes [ \bar{\mathbf{C}}_D (I_N \otimes \mathbf{D}) ] [ \Lambda_R \otimes (\mathbf{C}_h^{N_T} \otimes \Lambda_T) + \sigma_n^2 I_{NN_T N_R} ] \{ I_{N_R} \otimes [ \bar{\mathbf{C}}_D (I_N \otimes \mathbf{D}) ]^H \} \quad (15)$$

矩阵  $\mathbf{B}$  的行列式可以表示为

$$\det(\mathbf{B}) = \det[ \Lambda_R \otimes (\mathbf{C}_h^{N_T} \otimes \Lambda_T) + \sigma_n^2 I_{NN_T N_R} ] \quad (16)$$

由式(16)可见,  $\det(\mathbf{B})$  的取值与  $\bar{\mathbf{C}}_D$  无关, 所以式(14)等价:

$$\bar{\mathbf{C}}_D^{ML} = \underset{\bar{\mathbf{C}}_D}{\text{argmin}} [\text{vec}(\mathbf{X})^H \mathbf{B}^{-1} \text{vec}(\mathbf{X})] \quad (17)$$

同样根据式(15), 矩阵  $\mathbf{B}$  的逆矩阵可以表示为

$$\begin{aligned} \mathbf{B}^{-1} &= \{ I_{N_R} \otimes [ \bar{\mathbf{C}}_D (I_N \otimes \mathbf{D}) ] [ \Lambda_R \otimes (\mathbf{C}_h^{N_T} \otimes \Lambda_T) \\ &\quad + \sigma_n^2 I_{NN_T N_R} ]^{-1} \{ I_{N_R} \otimes [ \bar{\mathbf{C}}_D (I_N \otimes \mathbf{D}) ]^H \} \end{aligned} \quad (18)$$

根据式(18), 式(17)等价

$$\begin{aligned} \bar{\mathbf{C}}_D^{ML} &= \underset{\bar{\mathbf{C}}_D}{\text{argmin}} \| [ \Lambda_R \otimes (\mathbf{C}_h^{N_T} \otimes \Lambda_T) + \sigma_n^2 I_{NN_T N_R} ]^{-1/2} \\ &\quad \{ I_{N_R} \otimes [ \bar{\mathbf{C}}_D (I_N \otimes \mathbf{D}) ]^H \text{vec}(\mathbf{X}) \|_F^2 \end{aligned} \quad (19)$$

令

$$\begin{aligned} \mathbf{A} &= [ \Lambda_R \otimes (\mathbf{C}_h^{N_T} \otimes \Lambda_T) + \sigma_n^2 I_{NN_T N_R} ]^{-1/2} \\ &= [ \mathbf{a}_1 \quad \mathbf{a}_2 \quad \dots \quad \mathbf{a}_{NN_T N_R} ] \end{aligned}$$

其中  $\mathbf{a}_i$  表示矩阵  $\mathbf{A}$  的  $NN_T N_R \times N_T$  维子矩阵. 对式(19)中的矩阵运算进行重新排序后, 式(19)进一步表示为:

$$\bar{\mathbf{C}}_D^{ML} = \underset{\bar{\mathbf{C}}_D}{\text{argmin}} \left\| \begin{bmatrix} \mathbf{P}^H(0) \\ \mathbf{P}^H(1) \\ \vdots \\ \mathbf{P}^H(N-1) \end{bmatrix}^H \cdot \begin{bmatrix} \mathbf{E}(0) \\ \mathbf{E}(1) \\ \vdots \\ \mathbf{E}(N-1) \end{bmatrix} \right\|_F^2 \quad (20)$$

式(20)中,  $\mathbf{P}(i) = [\mathbf{a}_{i+1} \quad \mathbf{a}_{N+1+i} \quad \dots \quad \mathbf{a}_{(N_R-1)N+1+i}]$ ,  $\mathbf{E}(i) = \text{vec}[ \mathbf{C}(i) \mathbf{D} \mathbf{X}(i) ]$ ,  $i = 0, 1, \dots, N-1$ . 设  $\bar{\mathbf{P}} = [\mathbf{P}(0) \quad \mathbf{P}(1) \quad \dots \quad \mathbf{P}(N-1)]$ , 对  $\bar{\mathbf{P}}$  进行 QR 分解有

$\bar{P} = QR$ , 其中  $Q$  是一个酉矩阵,  $R$  是一个上三角矩阵, 那么式(20)等价于:

$$\bar{C}_D^M = \arg \min_{C_0} \left\| R \begin{bmatrix} E(0) \\ E(1) \\ \vdots \\ E(N-1) \end{bmatrix} \right\|_F^2 \quad (21)$$

由于  $R$  是一个上三角矩阵, 所以式(21)表征了一种树搜索形式, 可以采用球形译码算法求解, 算法设计的细节可以参考文献[6]。本算法与文献[6]中传统的多符号差分检测算法相比, 进一步考虑了信道空间相关性对似然函数的影响, 实现了空间相关信道下的最大似然检测, 所以具有更好的误码率性能。

## 5 计算机仿真

在得出空间相关信道下的差分酉空时系统的最大似然多符号差分检测算法后, 可以通过计算机仿真进一步验证该算法的性能。

仿真中的发射与接收相关矩阵均采用指数相关矩阵<sup>[7]</sup>,  $\Lambda_T$  和  $\Lambda_R$  分别表示为:

$$\Lambda_T = \begin{bmatrix} 1 & t & \dots & t^{N_T-1} \\ t^* & 1 & \dots & t^{N_T-2} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ (t^*)^{N_T-1} & (t^*)^{N_T-2} & \dots & 1 \end{bmatrix} \quad (22)$$

$$\Lambda_R = \begin{bmatrix} 1 & r & \dots & r^{N_R-1} \\ r^* & 1 & \dots & r^{N_R-2} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ (r^*)^{N_R-1} & (r^*)^{N_R-2} & \dots & 1 \end{bmatrix} \quad (23)$$

由于指数相关矩阵只有一个参数变量, 这样利于从数学上比较空间相关性对性能的影响。

图1与图2衡量了本文提出的最大似然多符号差分检测算法(ML MSDD)与传统的多符号差分检测(Traditional MSDD)算法<sup>[6]</sup>的误码率性能。仿真参数设置为: 发射天线数  $N_T = 2$ ; 接收天线数  $N_R = 2$ ; 调制速率  $R =$

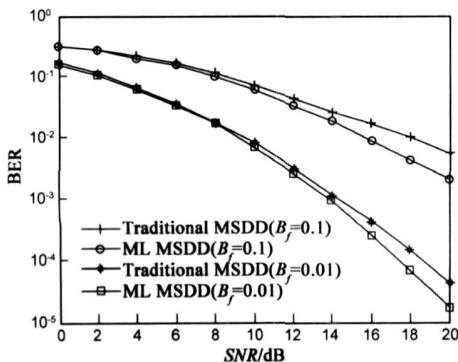


图1 最大似然MSDD算法与传统MSDD算法的误码率性能比较 ( $N_T=2, N_R=2, R=1, N=5, \rho=0.85$ )

1; 假设系统采用文献[2]中的对角酉空时星座, 初始码矩阵  $D = I_{N_T}$ , 酉空时星座集为:

$$V = \{V_l, l = 0, 1, \dots, 3\} \quad (24)$$

其中  $V_l = V_l, l = 0, 1, \dots, 3$ , 矩阵  $V_l = \begin{bmatrix} e^{j\frac{\pi}{2}l} & 0 \\ 0 & e^{j\frac{\pi}{2}l} \end{bmatrix}$ ,  $j$  是

虚数单位; 信道的归一化衰落带宽分别设为  $B_f = 0.1$ ,  $B_f = 0.01$ ; 观测窗口长度  $N = 5$ ; 假设收发两端的空间相关性相同, 图1中取  $t = r = \rho = 0.85$ , 图2中取  $t = r = \rho = 0.95$ 。

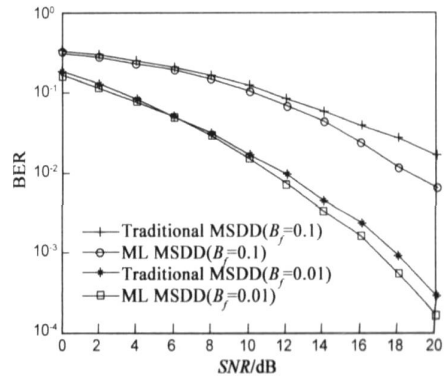


图2 最大似然MSDD算法与传统MSDD算法的误码率性能比较 ( $N_T=2, N_R=2, R=1, N=5, \rho=0.95$ )

从图1和图2可以看出, 在不同的信道衰落速率和信道相关系数下, 与传统的多符号差分检测算法相比, 本文提出的最大似然多符号差分检测算法具有更好的性能, 当信道相关系数  $\rho = 0.85$ , 归一化衰落带宽为  $B_f = 0.01$ , 误码率为  $10^{-4}$ 时, 获得了大约 1.5 dB 的性能增益; 当信道相关系数  $\rho = 0.95$ , 归一化衰落带宽为  $B_f = 0.01$ , 误码率为  $10^{-3}$ 时, 获得了大约 1 dB 的性能增益。

图3和图4衡量了不同观测窗口长度对算法性能的影响。仿真参数设置为: 发射天线数  $N_T = 2$ ; 接收天线数  $N_R = 2$ ; 调制速率  $R = 1$ ; 初始码矩阵  $D = I_{N_T}$ , 采用与式(24)相同的对角酉空时星座集; 归一化衰落带宽设为  $B_f = 0.01$ ; 收发两端的空间相关性相同, 图3中取  $t = r$

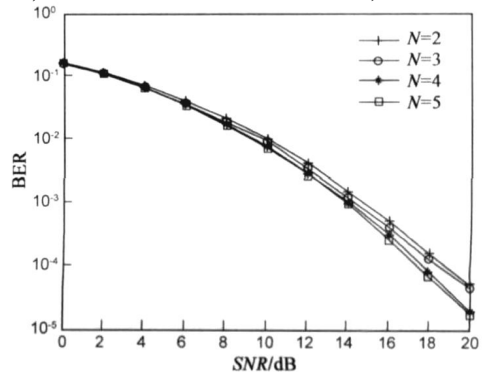


图3 不同观测窗口长度下算法误码率性能的比较 ( $N_T=2, N_R=2, R=1, B_f=0.01, \rho=0.85$ )

$\rho = 0.85$ , 图 4 中取  $t = r = \rho = 0.95$ . 观测窗口长度分别为: 2, 3, 4, 5.

从图 3 和图 4 可以看出, 对于最大似然多符号差分检测算法, 随着观测窗口长度的增加, 系统可以获得更好的误码率性能, 这是因为在时变信道下, 增加了时域观测样本数. 在实际应用中, 应该尽量选择较长的观测窗口, 一方面可以降低系统误码率, 另一方面可以提高传输效率. 增加观测窗口长度的代价是增加了检测算法的运算复杂度, 所以应该结合硬件的处理能力进行合理的选择.

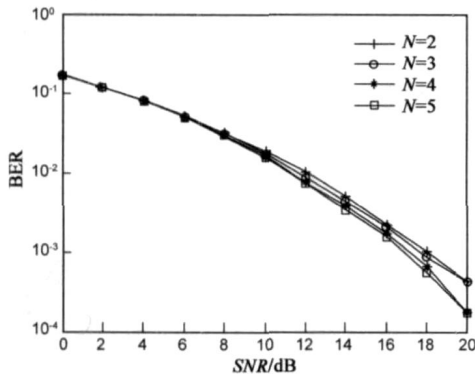


图4 不同观测窗口长度下算法误码率性能的比较  
( $N_T=2, N_R=2, R=1, B_f=0.01, \rho=0.95$ )

## 6 结论

本文针对空间相关信道下, 无反馈信道的酉空时系统, 提出了该系统的最大似然多符号差分检测算法, 与传统的检测算法相比, 该算法虽然牺牲了少量的传输效率, 却能够在空间相关信道下, 获得更好的误码率性能. 仿真结果表明, 本算法在不同的信道衰落速率下, 均能获得明显的性能增益, 并且随着观测窗口长度的增加, 系统的传输效率和误码性能都会得到提高. 增加观测窗口长度会增加算法的运算复杂度, 所以实际工程中应该结合硬件的处理能力进行合理的设计.

## 参考文献:

- [1] Telatar I E. Capacity of multi antenna gaussian channels[J]. European Transactions on Telecommunications, 1999, 10(6): 585- 595.
- [2] Hochwald B M, Sweldens W. Differential unitary space time modulation[J]. IEEE Transactions on Communications, 2000, 48(12): 2041- 2052.
- [3] A Narula, M J Lopez, M D Trott, G W Wornell. Efficient use of side information in multiple antenna data transmission over fading channels[J]. IEEE Journal of Selected Areas in Communications, 1998, 16(10): 1423- 1436.
- [4] X Cai, G Giannakis. Differential spacetime modulation with eiger beamforming for correlated mimo fading channels[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2006, 54(4): 1279- 1288.
- [5] V K Nguyen. A differential spacetime modulation scheme for correlated rayleigh fading channels: Performance analysis and design[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2007, 55(1): 299- 312.
- [6] L Lampe, R Schober, V Pauli, C Windpassinger. Multiple symbol differential sphere decoding[J]. IEEE Transactions on Communications, 2005, 53(12): 1981- 1985.
- [7] S L Loyka. Channel capacity of mimo architecture using the exponential correlation matrix[J]. IEEE Communication Letters, 2001, 5(9): 369- 371.

## 作者简介:

蓝 兴 男, 1980 年出生于陕西省西安市, 国防科技大学博士研究生. 目前的主要研究领域为 MIMO 系统信号检测.

Email: lanxing1023@yahoo.com.cn

马东堂 男, 国防科技大学副教授, 硕士生导师. 主要研究领域为 MIMO 系统的编码与检测.

魏急波 男, 国防科技大学教授, 博士生导师. 主要研究领域为无线宽带网络.