

一种新颖的基于子矩阵交织的差分酉空时调制

田继锋 姜海宁 罗汉文 宋文涛 徐友云

(上海交通大学电子工程系 上海 200030)

摘要 差分酉空时调制(DUSTM)是一种应用于时变衰落信道下的多天线调制方法。该方法在慢衰落信道下无需知道信道状态信息而能获得全发送分集增益。但是,在快速衰落信道下,其性能明显恶化并且呈现出较高的误码平层。该文通过在差分酉空时调制中引入矩阵分割和子矩阵交织等操作提出了一种基于子矩阵交织的差分酉空时调制(SMI-DUSTM)方案,并对其性能进行了分析。性能分析和相应的计算机仿真证明了 SMI-DUSTM 不仅能够继承 DUSTM 在慢衰落信道下的优点,而且在快速衰落信道下能够保持良好的系统性能。

关键词 差分酉空时调制, 时变衰落, 多天线, 交织

中图分类号: TN914.3

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2006)12-2343-04

A Novel Sub-matrix Interleaved Differential Unitary Space-Time Modulation

Tian Ji-feng Jiang Hai-ning Luo Han-wen Song Wen-tao Xu You-yun

(Dept. of Electronic Eng., Shanghai Jiaotong Univ., Shanghai 200030, China)

Abstract Differential Unitary Space-Time Modulation (DUSTM), which is a multi-antenna modulation technique for time-varying fading channels, can obtain full diversity gains without channel state information at the receiver in slowly fading channels. For fast fading channels, however, its performance degrades considerably and suffers an irreducible error floor. In this paper, a novel Sub-Matrix Interleaved Differential Unitary Space-Time Modulation (SMI-DUSTM) scheme is proposed, in which matrix-segmentation and sub-matrix based interleaving are combined with conventional DUSTM. The constellation design criteria of SMI-DUSTM are also derived in this paper, based on the calculation of Pairwise Error Probability (PEP). The performance analysis and simulation results demonstrate that SMI-DUSTM can not only inherit the merit of DUSTM in slowly fading channels, but also maintain a good performance in fast fading channels.

Key words Differential Unitary Space-Time Modulation (DUSTM), Time-varying fading, Multi-antenna, Interleaving

1 引言

多天线无线通信系统因为能够提供更高的数据传输率并保证更低的误码差错概率而得到人们越来越多的注意^[1-3]。但是,大多数多天线系统假设接收端已知信道状态信息,而这在多数情况下是无法保证的,尤其是在时变信道或者发送端采用更多的发送天线的时候。为了解决这个问题, Hochwald 和 Sweldens 于 2000 年提出了差分酉空时调制 (Differential Unitary Space-Time Modulation, DUSTM)^[4]方案。Hughes 也于 2000 年提出类似的方案^[5]。差分酉空时调制在慢衰落信道下无需知道信道状态信息而能达到信道容量,因而近年来获得了越来越多的关注^[6-8]。但是在快速衰落信道下, DUSTM 的性能急速恶化并呈现出较高的误码平层。

本文提出了一种新颖的基于子矩阵交织的差分酉空时调制(SMI-DUSTM)方案,它不仅能够继承 DUSTM 在慢衰落信道下的优点,而且在快速衰落信道下能够保持良好的系统性能。在 SMI-DUSTM 系统中,首先信息符号被映射成酉空时星座,然后通过差分调制,生成空时矩阵,接着将这些空

时矩阵沿着时间轴分割成若干子矩阵。最后,对这些子矩阵进行交织处理后发送到相应的发送天线上。由于采用了子矩阵交织的方法,本文所提的 SMI-DUSTM 方案对多普勒扩展具有更好的鲁棒性,而且在快速衰落信道下性能明显优于传统的 DUSTM。本文还对其系统性能进行了分析,计算出了成对误码率(PEP),并给出了相应的最优空时星座设计准则。

2 系统模型

多天线无线通信系统包含 M 个发送天线和 N 个接收天线。假设不同发送接收天线对之间的子信道系数统计独立,且为时变平坦瑞利衰落信道,信道相干时间为 T ,即该信道在 T 个符号周期内保持不变。令 x_m 表示在第 m ($m=1, 2, \dots, M$) 个发送天线第 t ($t=1, 2, \dots, T$) 个时隙发送的基带信号,它满足下式

$$E \left[\sum_{t=1}^T \sum_{m=1}^M |x_{tm}|^2 \right] = T \quad (1)$$

在第 n ($n=1, 2, \dots, N$) 个接收天线第 t ($t=1, 2, \dots, T$) 个时隙接收到的信号 y_m 可以如下表示:

$$y_m = \sqrt{E_s} \sum_{m=1}^M h_{mn} x_m + \eta_m \quad (2)$$

2005-04-04 收到, 2005-09-16 改回
国家自然科学基金(60272079)和国家 863 计划项目(2003AA123310)
资助课题

其中 h_{mn} 为信道系数, 符合均值为 0 每维方差为 0.5 的复高斯分布; η_m 为加性复白高斯噪声, 其均值为 0 每维方差为 $N_0/2$; E_s 表示每个接收天线上的平均信噪比(SNR)。

以每 M 个符号为一组, 假设 $M \leq T$, 那么可以将式(2)写成矩阵矢量的形式:

$$\mathbf{Y}_\tau = \sqrt{E_s} \mathbf{X}_\tau \mathbf{H}_\tau + \mathbf{W}_\tau \quad (3)$$

其中 τ 表示所在符号组的序号, \mathbf{X}_τ 表示 $M \times M$ 的发送矩阵, \mathbf{Y}_τ 表示 $M \times N$ 的接收矩阵, \mathbf{H}_τ 为 $M \times N$ 的信道矩阵, \mathbf{W}_τ 为 $M \times N$ 的噪声矩阵。

3 差分酉空时调制(DUSTM)

2000 年, Hochwald, Sweldens 和 Hughes 分别提出了差分酉空时调制(DUSTM)^[4, 5]。差分酉空时调制可以看作是传统的差分相移键控的多天线扩展。在 DUSTM 系统中, 信道相干时间 T 必须不小于分组时间间隔 M 的两倍, 即, $T \geq 2M$ 。

在发送端, 首先发送单位矩阵 \mathbf{I}_M , 即 $\mathbf{X}_0 = \mathbf{I}_M$ 。然后进行差分调制, 在 $\tau = 1, 2, \dots$ 的发送矩阵表示如下:

$$\mathbf{X}_\tau = \mathbf{V}_{z_\tau} \mathbf{X}_{\tau-1} \quad (4)$$

其中 \mathbf{V}_{z_τ} ($z_\tau \in \{0, 1, \dots, L-1\}$) 为信息矩阵, 其维数为 $M \times M$ 。该矩阵从酉空时调制星座群 Ω 中选择得到。 Ω 含有 L 个元素, 即 $\mathbf{V}_{z_\tau} \in \Omega \equiv \{\mathbf{V}_l | \mathbf{V}_l \mathbf{V}_l^H = \mathbf{I}, l = 0, 1, \dots, L-1\}$ 。

在接收端, 接收机根据接收到的两个连续矩阵 $\mathbf{Y}_{\tau-1}$ 和 \mathbf{Y}_τ 进行非相干检测。根据信道假设: 信道在 $T \geq 2M$ 符号周期内保持不变, 所以 τ 和 $\tau-1$ 对应的信道矩阵相同, 将其表示为 \mathbf{H} 。根据式(3), 可以得到

$$\mathbf{Y}_{\tau-1} = \sqrt{E_s} \mathbf{X}_{\tau-1} \mathbf{H} + \mathbf{W}_{\tau-1} \quad (5)$$

$$\mathbf{Y}_\tau = \sqrt{E_s} \mathbf{X}_\tau \mathbf{H} + \mathbf{W}_\tau \quad (6)$$

将式(4)代入式(6), 并根据式(5)可得

$$\mathbf{Y}_\tau = \mathbf{V}_{z_\tau} \mathbf{Y}_{\tau-1} + \mathbf{W}_\tau - \mathbf{V}_{z_\tau} \mathbf{W}_{\tau-1} \quad (7)$$

因为噪声矩阵独立分布, 而且乘以一酉矩阵后其统计特性不变, 所以式(7)可写成如下形式:

$$\mathbf{Y}_\tau = \mathbf{V}_{z_\tau} \mathbf{Y}_{\tau-1} + \sqrt{2} \mathbf{W}'_\tau \quad (8)$$

其中 \mathbf{W}'_τ 为加性独立 CN $(0, N_0)$ 分布噪声, 维数为 $M \times N$ 。这样原来的非相干检测转化成了相干检测, 只是信噪比降低了一半。

4 子矩阵交织 DUSTM(SMI-DUSTM)

本节对 SMI-DUSTM 进行描述。系统框图如图 1 所示。该算法对一帧符号进行处理, 假设帧长为 N_s , 对应的一帧符号表示为 z_1, z_2, \dots, z_{N_s} 。

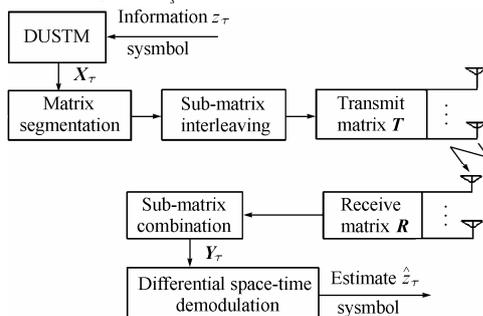


图 1 SMI-DUSTM 系统框图
Fig.1 System diagram of SMI-DUSTM scheme

4.1 发送端

在发送端, 首先, 对信息符号 z_τ ($\tau=1, \dots, N_s$) 进行酉空时调制, 其过程简述如下: 首先将信息符号 z_τ 映射成矩阵 \mathbf{V}_{z_τ} , 该矩阵为酉对角星座群 Ω 中的元素。定义星座群 Ω 的维数为 L , ($L = 2^{RM}$), R 为传输码率。根据式(4)对其进行差分调制, 可得酉空时矩阵 \mathbf{X}_τ ($\tau=0, \dots, N_s$)。 \mathbf{X}_τ 的第 m 列表示在第 m 个发送天线上不同时刻发送的信号。

然后, 对所得酉空时矩阵 \mathbf{X}_τ 进行矩阵分割, 即沿着酉空时矩阵的时间轴将 \mathbf{X}_τ 分割成 M 个子矩阵, 每个子矩阵维数为 $1 \times M$ 。为方便起见, 将这些矩阵依时间顺序标记为 $\mathbf{X}_\tau(0), \mathbf{X}_\tau(1), \dots, \mathbf{X}_\tau(M-1)$ 。

通过对矩阵 $(N_s + 1)$ 个空时矩阵 \mathbf{X}_τ ($\tau=0, \dots, N_s$) 依次作如上分割处理, 得到 $N_{\text{sub}} = M(N_s + 1)$ 个维数为 $1 \times M$ 的子矩阵。这些矩阵被送入子矩阵交织器中进行交织处理。定义子矩阵 $\mathbf{X}_i(k)$ ($\tau=0, \dots, N_s; k=0, \dots, M-1$) 地址为 $i=M\tau+k$, 然后按地址从小到大的依次输入到交织器中, 经过交织处理后, 输出子矩阵地址表示如下:

$$A_i = M \cdot [i \bmod (N_s + 1)] + [i / (N_s + 1)], \quad i = 0, \dots, N_{\text{sub}} - 1 \quad (9)$$

其中 $\lfloor \cdot \rfloor$ 表示下取整。

经过子矩阵交织处理, 发送端一帧符号对应的发送信号 \mathbf{S}_i 可以表示如下:

$$\mathbf{S}_i = \left\{ \begin{array}{l} [\mathbf{X}(0), \mathbf{X}(1), \dots, \mathbf{X}(M-1)] \\ \mathbf{X}(k) = [\mathbf{X}_0^T(k), \mathbf{X}_1^T(k), \dots, \mathbf{X}_{N_s}^T(k)], \quad k = 0, \dots, M-1 \end{array} \right\} \quad (10)$$

其中矩阵 \mathbf{S}_i 的第 m ($m \leq M$) 行表示在第 m 个发送天线上不同时刻发送的信号。

4.2 接收端

本节推导出 SMI-DUSTM 的解调算法。定义发送端子矩阵 $\mathbf{X}_\tau(k)$ ($\tau=0, \dots, N_s; k=0, \dots, M-1$) 经过信道 $\mathbf{H}_\tau(k)$ 在接收端所得相应的接收子矩阵为 $\mathbf{Y}_\tau(k)$, 根据式(3), $\mathbf{Y}_\tau(k)$ 可以表示如下:

$$\mathbf{Y}_\tau(k) = \sqrt{E_s} \mathbf{X}_\tau(k) \mathbf{H}_\tau(k) + \mathbf{W}_\tau(k), \quad \tau = 0, \dots, N_s; \quad k = 0, \dots, M-1 \quad (11)$$

发送信号 \mathbf{S}_i 对应的接收信号 \mathbf{S}_r 可以表示为

$$\mathbf{S}_r = \left\{ \begin{array}{l} [\mathbf{Y}(0), \mathbf{Y}(1), \dots, \mathbf{Y}(M-1)] \\ \mathbf{Y}(k) = [\mathbf{Y}_0^T(k), \mathbf{Y}_1^T(k), \dots, \mathbf{Y}_{N_s}^T(k)], \quad k = 0, \dots, M-1 \end{array} \right\} \quad (12)$$

在接收端, 对 \mathbf{S}_r 进行子矩阵合并处理, 即将 \mathbf{S}_r 中具有相同下标 τ 的接收子矩阵 $\mathbf{Y}_\tau(k)$ 合并成等价接收矩阵 $\bar{\mathbf{Y}}_\tau$ ($\tau=0, \dots, N_s$), 即 $\bar{\mathbf{Y}}_\tau = [\mathbf{Y}_\tau^T(0), \mathbf{Y}_\tau^T(1), \dots, \mathbf{Y}_\tau^T(M-1)]^T$, ($\tau=0, \dots, N_s$)。

根据式(11), $\bar{\mathbf{Y}}_\tau$ 和 $\bar{\mathbf{Y}}_{\tau-1}$ 可以表示如下:

$$\bar{\mathbf{Y}}_\tau = \sqrt{E_s} \bar{\mathbf{X}}_\tau \bar{\mathbf{H}}_\tau + \bar{\mathbf{W}}_\tau \quad (13)$$

$$\bar{\mathbf{Y}}_{\tau-1} = \sqrt{E_s} \bar{\mathbf{X}}_{\tau-1} \bar{\mathbf{H}}_{\tau-1} + \bar{\mathbf{W}}_{\tau-1} \quad (14)$$

其中 $\bar{\mathbf{X}}_\tau = \text{diag}\{\mathbf{X}_\tau(0), \dots, \mathbf{X}_\tau(M-1)\}$, $\bar{\mathbf{H}}_\tau = [\mathbf{H}_\tau^T(0), \dots, \mathbf{H}_\tau^T(M-1)]^T$, $\bar{\mathbf{W}}_\tau = [\mathbf{W}_\tau^T(0), \dots, \mathbf{W}_\tau^T(M-1)]^T$ 。

定义 $\mathbf{V}_{z_\tau} = \text{diag}\{v_{z_\tau}(0), \dots, v_{z_\tau}(M-1)\}$, 根据式(4)则有

$$\begin{aligned} \mathbf{X}_\tau &= \left[\mathbf{X}_\tau^T(0), \dots, \mathbf{X}_\tau^T(M-1) \right]^T \\ &= \mathbf{V}_{z_\tau} \mathbf{X}_{\tau-1} \\ &= \text{diag}\{v_{z_\tau}(0), \dots, v_{z_\tau}(M-1)\} \times \left[\mathbf{X}_{\tau-1}^T(0), \dots, \mathbf{X}_{\tau-1}^T(M-1) \right]^T \\ &= \left[v_{z_\tau}(0) \mathbf{X}_{\tau-1}^T(0), \dots, v_{z_\tau}(M-1) \mathbf{X}_{\tau-1}^T(M-1) \right]^T \end{aligned} \quad (15)$$

故 $\mathbf{X}_\tau^T(k) = \mathbf{V}_{z_\tau}(k) \mathbf{X}_{\tau-1}^T(k)$, $k=0, \dots, M-1$, 即

$$\bar{\mathbf{X}}_\tau = \mathbf{V}_{z_\tau} \bar{\mathbf{X}}_{\tau-1} \quad (16)$$

假设发送信号 \mathbf{S}_i 中两个相邻子矩阵经历相同的信道衰落, 即信道的相干时间至少大于 2 个符号周期, 即 $T \geq 2$ 。由式(10)知子矩阵 $\mathbf{X}_\tau(k)$ 和 $\mathbf{X}_{\tau+1}(k)$ 为相邻子矩阵, 所以二者经历的信道衰落相同, 用 $\mathbf{H}(k)$ 来表示, 即

$$\mathbf{H}_\tau(k) = \mathbf{H}_{\tau+1}(k) = \mathbf{H}(k), \quad \tau=1, \dots, N_s; k=0, \dots, M-1 \quad (17)$$

所以, 式(13)中的 $\bar{\mathbf{H}}_\tau$ 和式(14)中的 $\bar{\mathbf{H}}_{\tau-1}$ 亦相同, 用矩阵 $\bar{\mathbf{H}}$ 来表示, 即

$$\bar{\mathbf{H}}_\tau = \bar{\mathbf{H}}_{\tau-1} = \bar{\mathbf{H}} \quad (18)$$

将式(16), 式(18)代入式(13)和式(14), 得到

$$\bar{\mathbf{Y}}_\tau = \mathbf{V}_{z_\tau} \bar{\mathbf{Y}}_{\tau-1} + \bar{\mathbf{W}}_\tau - \mathbf{V}_{z_\tau} \bar{\mathbf{W}}_{\tau-1} = \mathbf{V}_{z_\tau} \bar{\mathbf{Y}}_{\tau-1} + \sqrt{2} \bar{\mathbf{W}}'_\tau \quad (19)$$

其中 $\bar{\mathbf{W}}'_\tau$ 为 $M \times N$ 白噪声矩阵, 服从 $\text{CN}(0, N_0)$ 分布。式(19)中不含信道矩阵 $\bar{\mathbf{H}}$, 所以可以采用相干检测的方法进行解调。采用最大似然(Maximum-Likelihood, ML)检测, 信息符号 z_τ 的估计值 \hat{z}_τ 表示如下:

$$\begin{aligned} \hat{z}_\tau &= \arg \min_{l=0, \dots, L-1} \left\| \bar{\mathbf{Y}}_\tau - \mathbf{V}_l \bar{\mathbf{Y}}_{\tau-1} \right\| \\ &= \arg \min_{l=0, \dots, L-1} \text{tr} \left\{ \bar{\mathbf{Y}}_\tau^H \bar{\mathbf{Y}}_\tau + \bar{\mathbf{Y}}_{\tau-1}^H \bar{\mathbf{Y}}_{\tau-1} - \bar{\mathbf{Y}}_{\tau-1}^H \mathbf{V}_l^H \bar{\mathbf{Y}}_\tau - \bar{\mathbf{Y}}_\tau^H \mathbf{V}_l \bar{\mathbf{Y}}_{\tau-1} \right\} \\ &= \arg \max_{l=0, \dots, L-1} \text{tr} \left\{ \bar{\mathbf{Y}}_\tau^H \mathbf{V}_l \bar{\mathbf{Y}}_{\tau-1} + \bar{\mathbf{Y}}_{\tau-1}^H \mathbf{V}_l^H \bar{\mathbf{Y}}_\tau \right\} \\ &= \arg \max_{l=0, \dots, L-1} \text{Re tr} \left\{ \bar{\mathbf{Y}}_\tau^H \mathbf{V}_l \bar{\mathbf{Y}}_{\tau-1} \right\} \end{aligned} \quad (20)$$

5 性能分析

本节通过计算 SMI-DUSTM 系统的成对误码概率 (Pairwise Error Probability, PEP) 对其系统性能进行分析。在这里, PEP 定义为在接收端将发送信息矩阵 \mathbf{V}_{z_τ} 判决成 \mathbf{V}'_{z_τ} ($\mathbf{V}_{z_\tau}, \mathbf{V}'_{z_\tau} \in \Omega$, $\mathbf{V}_{z_\tau} \neq \mathbf{V}'_{z_\tau}$) 的概率。将信道矩阵 $\mathbf{H}(k)$ 中的元素表示成 $h_{mn}^{(k)}$, 其中 $1 \leq m \leq M, 1 \leq n \leq N, 0 \leq k \leq M-1$ 。那么发送天线与第 p 个接收天线间的信道向量可以表示为 $\mathbf{h}_p = [h_p^{(0)}, \dots, h_p^{(M-1)}]^T$ ($1 \leq p \leq N$), 其中 $\mathbf{h}_p^{(k)} = [h_{1p}^{(k)}, \dots, h_{Mp}^{(k)}]$, $0 \leq k \leq M-1$ 。

为了计算 PEP, 将式(18)中的信道矩阵 $\bar{\mathbf{H}}$ 矢量化为 $\mathbf{h} = [\mathbf{h}_1^T, \dots, \mathbf{h}_N^T]^T \in \mathbb{C}^{MNM \times 1}$, 并做如下假设:

(1) $MNM \times 1$ 维信道矢量 \mathbf{h} 服从零均值复高斯分布, 并且其相关矩阵 $\mathbf{R}_h = E\{\mathbf{h}\mathbf{h}^H\}$ 满秩;

(2) 较高的信噪比。

根据式(19), SMI-DUSTM 系统的条件 PEP 的 Chernoff 上限可以近似如下:

$$P(\mathbf{V}_{z_\tau} \rightarrow \mathbf{V}'_{z_\tau} | \bar{\mathbf{H}}) \leq \exp\left\{-d^2(\mathbf{V}_{z_\tau}, \mathbf{V}'_{z_\tau}) / (8N_0)\right\} \quad (21)$$

其中 $d^2(\mathbf{V}_{z_\tau}, \mathbf{V}'_{z_\tau}) \triangleq \left\| (\mathbf{V}_{z_\tau} - \mathbf{V}'_{z_\tau}) \bar{\mathbf{Y}}_{\tau-1} \right\|^2$, $\|\cdot\|$ 表示 Frobenius 范数。

在高信噪比情况下, 式(14)中的噪声项可以被忽略, 此时 $d^2(\mathbf{V}_{z_\tau}, \mathbf{V}'_{z_\tau})$ 可表示为

$$d^2(\mathbf{V}_{z_\tau}, \mathbf{V}'_{z_\tau}) = \text{tr} \left\{ E_s \bar{\mathbf{H}}^H \bar{\mathbf{X}}_{\tau-1}^H E^H E \bar{\mathbf{X}}_{\tau-1} \bar{\mathbf{H}} \right\} \quad (22)$$

其中 $E \triangleq \mathbf{V}_{z_\tau} - \mathbf{V}'_{z_\tau}$ 。因为 \mathbf{V}_{z_τ} 和 \mathbf{V}'_{z_τ} 均为对角矩阵, 所以 $E^H E$ 可以定义为 $E^H E = E^* E = \text{diag}\{e_0, \dots, e_{M-1}\}$ 。定义矩阵 Φ 如下:

$$\begin{aligned} \Phi &\triangleq \bar{\mathbf{X}}_{\tau-1}^H E^H E \bar{\mathbf{X}}_{\tau-1} \\ &= \text{diag}\{e_0 \mathbf{X}_\tau^H(0) \mathbf{X}_\tau(0), \dots, e_{M-1} \mathbf{X}_\tau^H(M-1) \mathbf{X}_\tau(M-1)\} \end{aligned} \quad (23)$$

将式(23)代入式(22)得到

$$d^2(\mathbf{V}_{z_\tau}, \mathbf{V}'_{z_\tau}) = E_s \mathbf{h}^H \mathbf{A} \mathbf{h} \quad (24)$$

其中 $\mathbf{A} = \text{diag}\{\Phi, \dots, \Phi\} \in \mathbb{C}^{MNM \times MNM}$ 。

将式(24)代入式(21), 并对信道系数取平均, 得到

$$P(\mathbf{V}_{z_\tau} \rightarrow \mathbf{V}'_{z_\tau}) \leq \left(\frac{E_s}{8N_0} G_c \right)^{-G_d} \quad (25)$$

其中 $G_d = \min_{\mathbf{V} \neq \mathbf{V}'} \text{rank}(\mathbf{A})$ 表示分集增益, $G_c = \min_{\mathbf{V} \neq \mathbf{V}'} [\det(\mathbf{R}_h) \times \det(\mathbf{A})]^{1/\text{rank}(\mathbf{A})}$ 表示编码增益。由式(25)可得 SMI-DUSTM 系统的星座设计准则:

准则 1 (分集增益准则) 设计最优对角酉空时星座群 Ω , 使得对于 Ω 中任两个不同元素 \mathbf{V} 和 \mathbf{V}' , 矩阵 $E = \mathbf{V} - \mathbf{V}'$ 保持满秩;

准则 2 (编码增益准则) 设计最优对角酉空时星座群 Ω , 使得对于 Ω 中任两个不同元素 \mathbf{V} 和 \mathbf{V}' , 行列式 $|\det(\mathbf{V} - \mathbf{V}')|$ 最大化。

将以上描述的设计准则与文献[4, 5]中提出的设计准则相比较, 不难得出如下结论: 对于传统的 DUSTM 系统最优的对角酉群, 对 SMI-DUSTM 系统来说也是最优的。所以在设计 SMI-DUSTM 系统星座时可以采用文献[4, 5, 9]所提出的最优星座结构。

6 仿真结果

为了验证 SMI-DUSTM 系统在时变平坦瑞利衰落信道下的性能, 本节对 SMI-DUSTM 系统在不同多普勒扩展情况下的性能进行了计算机仿真。多普勒扩展用归一化的多普勒频移 $f_d T_s$ 来度量, 其中 f_d 表示最大多普勒频移, T_s 表示一个传输符号周期。信道系数根据 Jakes 模型生成^[10]。仿真中采用 $M=4$ 个发送天线, $N=1$ 个接收天线。星座采用文献[9]中的 (16; 1, 3, 5, 7) 酉群码, 其传输码率为 1。

图 2 给出了在慢衰落信道 ($f_d T_s = 0.001$) 下 SMI-DUSTM 和 DUSTM 的性能比较。从图 2 可以看出, SMI-DUSTM 呈现出与 DUSTM 近似相同的性能曲线, 这表明在慢衰落信道下, SMI-DUSTM 继承了 DUSTM 的优点, 并且能够获得全发送分集增益。

图 3 比较了 SMI-DUSTM 和 DUSTM 在快速衰落信道 ($f_d T_s = 0.01$) 中的性能。由图 3 可以看出, SMI-DUSTM 性能明

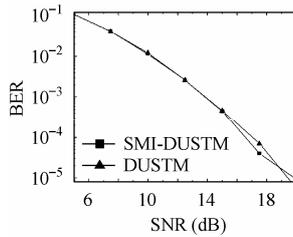


图2 SMI-DUSTM与DUSTM在慢衰落信道($f_d T_s=0.001$)下的性能比较

Fig.2 Performance comparison of SMI-DUSTM and DUSTM in a slowly fading environment ($f_d T_s=0.001$)

显优于DUSTM, 当比特误码率为 3×10^{-4} 时, 较DUSTM, SMI-DUSTM获得约4dB的性能改善。

图4给出了在高速衰落信道($f_d T_s=0.05$)下SMI-DUSTM与DUSTM的性能比较。由图4中可以看出, DUSTM系统性能明显恶化并呈现出很高的误码平台, 当信噪比SNR=20dB时, 比特误码率仍高达 2×10^{-1} 。而此时SMI-DUSTM仍保持良好性能: 当信噪比SNR=20dB时, 其比特误码率为 8×10^{-4} 。

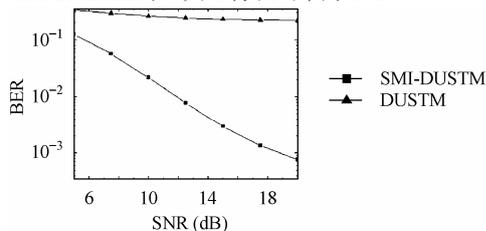


图4 SMI-DUSTM与DUSTM在高速衰落信道($f_d T_s=0.05$)下的性能仿真

Fig.4 Performance comparison of SMI-DUSTM and DUSTM in a very fast fading environment ($f_d T_s=0.05$)

7 结束语

为了抵抗多天线系统中的快速信道衰落, 本文提出了一种新颖的基于子矩阵交织的差分酉空时调制(SMI-DUSTM)方案。在慢衰落信道下, SMI-DUSTM 无需信道状态信息仍能获得全发送分集, 而且, 通过子矩阵交织处理, 在快速衰落信道下仍然保持了良好的性能。性能分析和实验仿真证明了SMI-DUSTM系统在快速衰落信道下性能明显优于传统的DUSTM系统。

参考文献

- [1] Foschini G J. Layered space-time architecture for wireless communication in a fading environment when using multi-element [J]. *Bell Labs Tech. J.*, 1996, 1(2): 41-59.
- [2] Tarokh V, Seshadri N, Calderbank A R. Space-time codes for high data rate wireless communication: Performance criterion and code construction [J]. *IEEE Trans. Info. Theory*, 1998, 44(2): 744-765.
- [3] Tarokh V, Jafarkhani H, Calerbank A R. Space-time block codes from orthogonal designs [J]. *IEEE Trans. Info. Theory*, 1999, 45(5): 1456-1467.
- [4] Hochwald B M, Sweldens W. Differential unitary space-time modulation [J]. *IEEE Trans. Commun.*, 2000, 48(12): 2041-2052.
- [5] Hughes B L. Differential space-time modulation [J]. *IEEE Trans. Info. Theory*, 2000, 46(7): 2567-2578.
- [6] Li H. Differential space-time modulation with maximum spatio-spectral diversity [A]. ICC'03 [C], Seattle, USA, 2003, 4: 11-15.
- [7] Ma Q, Tepedelenlioglu C, Liu Z. Full diversity block diagonal codes for differential space-time-frequency coded OFDM [A]. GLOBECOM'03 [C], San Francisco, USA, 2003, 2: 868-872.
- [8] Yao Y, Howlader M. Serial concatenated single differential space-time coded OFDM system [A]. ICC'03 [C], Seattle, USA, 2003, 5: 3150-3154.
- [9] Hughes B L. Optimal space-time constellations from groups [J]. *IEEE Trans. Info. Theory*, 2003, 49(2): 401-410.
- [10] Jakes W C. *Microwave mobile communications* [M]. New York: Wiley, 1974: 11-65.

- 田继锋: 男, 1976年生, 博士生, 从事空时编码、OFDM调制技术研究。
- 姜海宁: 女, 1977年生, 博士生, 从事空时编码、B3G移动通信系统关键技术研究。
- 罗汉文: 男, 1950年生, 教授, 长期从事B3G/4G移动通信系统及其关键技术研究。
- 宋文涛: 男, 1936年生, 教授, 博士生导师, 长期从事移动通信、卫星通信的研究。
- 徐友云: 男, 1966年生, 教授, 主要从事移动通信、信道编码调制技术的研究。