

基于 Hadamard 矩阵调制的空时频移键控

王磊 朱世华 王君

(西安交通大学信息与通信工程系 西安 710049)

摘要: 针对现有的空时频移键控(ST-FSK)频谱利用率低的缺陷, 该文提出了一种基于 Hadamard 矩阵调制的空时频移键控(HST-FSK)方案。HST-FSK 采用 Hadamard 矩阵对一个新的 FSK 波形向量在空、时二维上作 Kronecker 扩展, 由于新的 FSK 波形向量中引入了更多的参数, 因而 HST-FSK 能够获得比 ST-FSK 更高的频谱利用率。作为一种特殊的酉空时编码, HST-FSK 适合于任意发射天线数并且可以实现接收端无需信道估计的非相干检测。相比于其它的酉空时调制(USTM)方案, HST-FSK 还具有编码设计简单、能够获得满天线分集等优点。理论分析及仿真实验表明, 与已有典型的酉空时调制方案相比, 在频谱利用率相同的条件下, HST-FSK 与 ST-FSK 的误码性能相当。而在具有较高频谱利用率时, HST-FSK 的误码性能明显优于基于系统设计的 USTM。

关键词: 发射分集; 酉空时编码; 频移键控; 非相干检测

中图分类号: TN911.22

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2007)10-2401-04

Space-Time Frequency-Shift Keying Based on Hadamard Matrix Modulation

Wang Lei Zhu Shi-hua Wang Jun

(Dept of Information and Communications Engineering, Xi'an Jiaotong University, Xi'an 710049, China)

Abstract: Focusing on the problem that existing Space-Time Frequency-Shift Keying (ST-FSK) incurs a spectral efficiency loss, this paper proposes a novel ST-FSK based on Hadamard matrix modulation coined as HST-FSK. HST-FSK uses the Hadamard matrix to expand a newly defined FSK waveform in both spatial and temporal dimensions according to the Kronecker product, and it achieves a higher spectral efficiency than ST-FSK owing to the more parameters are introduced into the new FSK waveform. As a special unitary space-time code, HST-FSK is appropriate for arbitrary number of transmit antennas and can be non-coherently detected with the absent of Channel State Information (CSI) at the receiver. Moreover, HST-FSK is easier to design and enjoys full antenna diversity, which are the advantages of HST-FSK over other Unitary Space-Time Modulation (USTM) designs. Theoretical analysis and simulation results show that compared with the existing typical USTM schemes, HST-FSK achieves a performance comparable to ST-FSK for the same spectral efficiency, and a better performance than the systematic designed USTM for high spectral efficiency.

Key words: Transmit diversity; Unitary space-time codes; Frequency-Shift Keying (FSK); Non-coherent detection

1 引言

迄今为止的空时编码(Space-Time Coding, STC)在解码时, 大多假设接收端具有理想的信道估计, 然而, 对于多输入多输出(Multiple Input Multiple Output, MIMO)系统而言, 其信道变化异常复杂, 要得到准确的信道估计将是非常困难的。近年来, 作为空时编码中一个新的研究方向, 酉空时调制(Unitary Space-Time Modulation, USTM)技术因其能够在接收端实现无需信道估计的非相干检测而备受关注。

USTM 的思想首先是文献[1]中提出的, 但这种方法很难扩展到高维信号的情况中。随后文献[2]又提出了一种系统设

计方法来构造酉空时星座, 不过这种方法需要作最优搜索来得到星座, 编码复杂度较高, 同时它所依据的搜索准则并不能保证得出的星座能够获得满天线分集。为改进上述缺陷, 文献[3]提出了一种代数设计方法, 其优点是信号星座图能够获得满天线分集, 而且具有较低的编、解码复杂度。然而, 这种代数星座不适于具有任意发射天线数的 MIMO 系统。

随后, Leus 等人依据线性分散空时编码^[4]的编码结构, 采用实正交设计^[5]中的基矩阵对频移键控波形向量进行扩展, 提出了空时频移键控(Space-Time Frequency-Shift Keying, ST-FSK)的思想^[6]。ST-FSK 是一种特殊的酉空时编码, 它适于发射天线数小于等于 8 的 MIMO 系统, 所构成的酉空时星座能获得满天线分集。“遗憾的是, ST-FSK 的所有优点都是以降低其频谱利用率为代价的^[6]”, 这是它的一个严重缺陷, 其频谱利用率的最大值仅能达到 1/2 bps/Hz。

2006-03-06 收到, 2006-08-21 改回

国家自然科学基金(60372055), 国家“863”项目(2003AA123320)和博士点基金(20020698024, 20030698027)资助课题

基于此, 本文对 FSK 波形向量进行了重新定义并提出了一种新的空时频移键控方案。采用 Hadamard 矩阵对 FSK 波形向量在空、时二维上作 Kronecker 扩展, 提出了基于 Hadamard 矩阵调制的空时频移键控(Hadamard matrix modulation-based Space-Time Frequency-Shift Keying, HST-FSK)。HST-FSK 的两个显著的优势在于: 一方面, 重新定义的 FSK 波形向量给 HST-FSK 频谱利用率的表示式中引入了更多的参数, 相比于 ST-FSK 和基于系统设计的 USTM 来说, HST-FSK 很容易就能获得更高的频谱利用率; 另一方面, 当构造较大星座图时它无需像系统设计方法那样进行繁琐的计算机搜索, 大大地降低了编码复杂度。其次, HST-FSK 适用于发射天线数任意的 MIMO 系统, 且能保持 USTM 的特征并实现非相干检测。除此之外, 从误码性能方面来考虑, HST-FSK 所具有的特殊结构使其能够获得满天线分集。最后, 本文在频谱利用率相同的条件下通过实验仿真对 HST-FSK, ST-FSK 以及系统设计的 USTM 的误码性能进行了比较。

2 系统模型

考虑一个具有 M 个发射天线、 N 个接收天线并且收、发两端都未知信道状态信息(CSI)的非相干空时通信系统, 无线信道假设为准静态平坦 Rayleigh 衰落信道。设在 T 个符号周期内从 M 个发射天线上发出的 $T \times M$ 维的信号矩阵为 $\mathbf{S} \in \mathcal{C}$, 其中 \mathcal{C} 为一个非相干酉空时星座, 它含有 L 个带有比例因子的 $T \times M$ 维酉矩阵^[2], 即

$$\mathbf{S}^H \mathbf{S} = T \mathbf{I}_M, \quad \forall \mathbf{S} \in \mathcal{C} \quad (1)$$

式中: 上标 $(\cdot)^H$ 表示矩阵的共轭转置, \mathbf{I}_M 表示 $M \times M$ 维单位阵。在 T 个符号周期内将信号矩阵 \mathbf{S} 的 M 列从 M 个发射天线上发出, 得到 $T \times N$ 维的接收信号 \mathbf{Y} ^[2,3]

$$\mathbf{Y} = \sqrt{\rho} \overline{M} \mathbf{S} \mathbf{H} + \mathbf{N} \quad (2)$$

式中: \mathbf{H} 表示 $M \times N$ 维的信道矩阵, \mathbf{H} 的第 (i, j) 个元素 h_{ij} 表示从第 i 个发射天线到第 j 个接收天线之间的复信道增益; \mathbf{N} 为加性高斯白噪声(AWGN), \mathbf{N} 中的每个元素的均值为 0, 方差为 1; ρ 表示每个接收天线处的信噪比(SNR)。

3 基于 Hadamard 矩阵调制的空时频移键控(HST-FSK)

首先定义一个 $K \times 1$ 维的 FSK 波形向量 $\mathbf{f} = [\exp(j2\pi u_1/Q) \exp(j2\pi u_2/Q) \cdots \exp(j2\pi u_K/Q)]^T$, 其中 $j = (-1)^{1/2}$, 上标 $(\cdot)^T$ 表示矩阵的转置, u_1, \dots, u_K 定义为 FSK 波形的频率系数。假设 $u_1 = 0$, 其余 $u_2, \dots, u_K \in A$, 集合 $A = \{0, 1, \dots, Q-1\}$, 这样由所有的向量 \mathbf{f} 则构成一个 FSK 波形集合

$$F = \left\{ \mathbf{f}_\mu = \left[1 \exp(j2\pi u_2/Q) \cdots \exp(j2\pi u_K/Q) \right]^T \mid \mu \in A^{(K-1) \times 1} \right\} \quad (3)$$

其中 $(K-1) \times 1$ 维向量 μ 定义为 $\mu = [u_2 \ u_3 \ \cdots \ u_K]^T$, 因此集合 F 中共有 $|F| = Q^{K-1}$ 个 FSK 波形向量, $|F|$ 用来表示集

合 F 的势。

对于集合 F 中的 FSK 波形向量 \mathbf{f}_μ , 采用 Hadamard 矩阵对其进行调制。由文献[7]可知, $M = 2^n$ ($n = 1, 2, \dots$) 阶 Hadamard 矩阵可由 Sylvester 算法按照如下形式构造:

$$\mathbf{D}_{2^n} = \begin{bmatrix} \mathbf{D}_{2^{n-1}} & \mathbf{D}_{2^{n-1}} \\ \mathbf{D}_{2^{n-1}} & -\mathbf{D}_{2^{n-1}} \end{bmatrix}, \quad n = 1, 2, \dots \quad (4)$$

其中 1 阶, 2 阶 Hadamard 矩阵分别为 $\mathbf{D}_1 = [1]$ 和 $\mathbf{D}_2 = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix}$ 。用 Hadamard 矩阵将 FSK 波形向量 \mathbf{f}_μ 在空域与时域中进行 Kronecker 扩展后, 得到具有如下形式的一种空时频移键控方案, 本文将其称为 HST-FSK 方案

$$\mathbf{S}_\mu = \mathbf{D}_{2^n} \otimes \mathbf{f}_\mu \quad (5)$$

式中符号 \otimes 表示 Kronecker 积。FSK 波形经过 Hadamard 矩阵调制后得到的发射信号 \mathbf{S}_μ 是一个 $MK \times M$ 维的矩阵, 因此信号 \mathbf{S}_μ 的帧长 $T = MK$ 。由于 Hadamard 矩阵的正交性, 即 $\mathbf{D}_M^H \mathbf{D}_M = \mathbf{I}_M$, 我们发现 HST-FSK 方案中的发射信号 \mathbf{S}_μ 呈现如下特性

$$\begin{aligned} \mathbf{S}_\mu^H \mathbf{S}_\mu &= (\mathbf{D}_M \otimes \mathbf{f}_\mu)^H (\mathbf{D}_M \otimes \mathbf{f}_\mu) \\ &= \mathbf{D}_M^H \mathbf{D}_M \otimes \mathbf{f}_\mu^H \mathbf{f}_\mu = MK \mathbf{I}_M = T \mathbf{I}_M \end{aligned} \quad (6)$$

从式(6)可以看出, HST-FSK 中的发射信号 \mathbf{S}_μ 恰好满足酉空时编码的特征式(1), 因此 HST-FSK 是一种特殊的酉空时信号, 这使我们可以利用酉空时编码中已有的结论对 HST-FSK 的性能进行分析。

所有的 HST-FSK 信号 \mathbf{S}_μ 所组成的集合可以构成一个酉空时星座 $\mathcal{C} = \{ \mathbf{S}_\mu \mid \mu \in A^{(K-1) \times 1} \}$, 星座 \mathcal{C} 的大小 $L = |\mathcal{C}| = |F| = Q^{K-1}$ 。定义频谱利用率 R 为平均每符号周期内发射的信息比特^[6], 这样, HST-FSK 的频谱利用率为 $R = (1/T) \log_2 L = [(K-1)/MK] \log_2 Q$ 。与文献[6]中 ST-FSK 方案的频谱利用率 $R = (1/K) \log_2 K$ 相比, 由于新定义的 FSK 波形向量中引入了参数 Q , 并且在 HST-FSK 信号中 Q 与发射矩阵 \mathbf{S}_μ 的维数无关, 所以在发射天线数 M 和信号帧长 $T = MK$ 相同的条件下, HST-FSK 很容易就可以得到比 ST-FSK 更高的频谱利用率。

由式(4), 式(5)可以构造出适合于发射天线数 $M = 2^n$ ($n = 1, 2, \dots$) 的 HST-FSK 信号, 而对于 $M \neq 2^n$ 的情况, 可通过从发射天线数 $M = 2^n$ ($n = 1, 2, \dots$) 时的 HST-FSK 信号矩阵中删除任意几列得到, 因而本文提出的 HST-FSK 信号适合于任意发射天线数。

作为一种特殊的酉空时编码, HST-FSK 可以实现接收端无需信道估计的盲检测。当接收端不具有 CSI 时, HST-FSK 信号可以采用酉空时编码的非相干最大似然(ML)检测器^[2,3]进行检测, 即

$$\begin{aligned} \hat{\mu} &= \arg \max_{\mu \in A^{(K-1) \times 1}} \|\mathbf{S}_\mu^H \mathbf{Y}\|^2 \\ &= \arg \max_{\mu \in A^{(K-1) \times 1}} \text{tr} \{ \mathbf{Y} \mathbf{Y}^H \mathbf{S}_\mu \mathbf{S}_\mu^H \} \end{aligned} \quad (7)$$

其中 $\|\cdot\|$ 表示矩阵的 Frobenius 范数, $\text{tr}\{\cdot\}$ 表示矩阵的迹运算。

4 性能分析

本节对 HST-FSK 的性能进行分析。由文献[1]可知,对于酉空时星座 C 中的两个任意信号 \mathbf{S}_μ 与 $\mathbf{S}_{\mu'}$, 如果接收端将发射信号 \mathbf{S}_μ 错误地译码为 $\mathbf{S}_{\mu'}$ 时, 其成对错误概率(PEP)的 Chernoff 上界可以表示为

$$P_e(\mathbf{S}_\mu \rightarrow \mathbf{S}_{\mu'}) \leq \frac{1}{2} \prod_{m=1}^M \left[1 + \frac{(\rho T/M)^2 (1 - d_m^2(\mathbf{S}_\mu, \mathbf{S}_{\mu'}))}{4(1 + \rho T/M)} \right]^{-N} \quad (8)$$

其中 $1 \geq d_1(\mathbf{S}_\mu, \mathbf{S}_{\mu'}) \geq \dots \geq d_M(\mathbf{S}_\mu, \mathbf{S}_{\mu'}) \geq 0$ 为 $M \times M$ 维矩阵 $\mathbf{S}_\mu^H \mathbf{S}_{\mu'} / T$ 的奇异值。当信噪比 ρ 较大时, 酉空时编码的性能完全由其分集积决定, 它定义为^[3]

$$\zeta = \min_{\mathbf{S}_\mu, \mathbf{S}_{\mu'} \in C, \mathbf{S}_\mu \neq \mathbf{S}_{\mu'}} \left[\prod_{m=1}^M (1 - d_m^2(\mathbf{S}_\mu, \mathbf{S}_{\mu'})) \right]^{1/2M} \quad (9)$$

当 $\zeta > 0$ 时, 则称酉空时星座 C 获得了满天线分集 MN 。通过分析, 我们发现 HST-FSK 有下面两个重要的性质。

性质 1 对于任意两个 HST-FSK 信号 $\mathbf{S}_\mu, \mathbf{S}_{\mu'} \in C$, 矩阵 $\mathbf{S}_\mu^H \mathbf{S}_{\mu'} / T$ 具有 M 个相等的奇异值, 且酉空时星座 C 能够获得满天线分集 MN 。

证明 对于星座 C 中任意两个信号 $\mathbf{S}_\mu, \mathbf{S}_{\mu'} \in C$, 很容易验证

$$\begin{aligned} \frac{1}{T^2} (\mathbf{S}_\mu^H \mathbf{S}_{\mu'})^H (\mathbf{S}_\mu^H \mathbf{S}_{\mu'}) &= \frac{1}{K^2} (\mathbf{I}_M \otimes \mathbf{f}_\mu^H \mathbf{f}_{\mu'})^H (\mathbf{I}_M \otimes \mathbf{f}_\mu^H \mathbf{f}_{\mu'}) \\ &= \frac{|\mathbf{f}_\mu^H \mathbf{f}_{\mu'}|^2}{K^2} \mathbf{I}_M \end{aligned} \quad (10)$$

显然, 矩阵 $\mathbf{S}_\mu^H \mathbf{S}_{\mu'} / T$ 具有 M 个介于 0 和 1 之间的相等奇异值, 即 $0 \leq d_1(\mathbf{S}_\mu, \mathbf{S}_{\mu'}) = \dots = d_M(\mathbf{S}_\mu, \mathbf{S}_{\mu'}) \leq 1$ 。

令 $d_{\mu, \mu'} = d_1(\mathbf{S}_\mu, \mathbf{S}_{\mu'}) = \dots = d_M(\mathbf{S}_\mu, \mathbf{S}_{\mu'})$, 则有

$$d_{\mu, \mu'} = \frac{1}{K} |\mathbf{f}_\mu^H \mathbf{f}_{\mu'}| = \frac{1}{K} \left| 1 + \sum_{k=2}^K \exp(j2\pi(u'_k - u_k)/Q) \right| \quad (11)$$

由式(11)得到, 当且仅当 $u'_k = u_k (k=2, \dots, K)$, 也即向量 $\boldsymbol{\mu} = \boldsymbol{\mu}'$ 时, $d_{\mu, \mu'}$ 达到最大值 1。这样, 对于星座 C 中的两个不同的 HST-FSK 信号 $\mathbf{S}_\mu \neq \mathbf{S}_{\mu'}$, $\boldsymbol{\mu} \neq \boldsymbol{\mu}'$, 矩阵 $\mathbf{S}_\mu^H \mathbf{S}_{\mu'} / T$ 中不存在奇异值 1。因此, 我们由分集积的定义式(9)可知 $\zeta > 0$, 即酉空时星座 C 能够获得满天线分集 MN 。证毕

性质 2 由 HST-FSK 信号构成的酉空时星座 C 的分集积为 $\zeta = \frac{2\sqrt{K-1}}{K} \sin\left(\frac{\pi}{Q}\right)$ 。

证明 对于 $\forall \mathbf{S}_\mu, \mathbf{S}_{\mu'} \in C, \mathbf{S}_\mu \neq \mathbf{S}_{\mu'}$, 由于矩阵 $\mathbf{S}_\mu^H \mathbf{S}_{\mu'} / T$ 具有 M 个相等的奇异值 $d_{\mu, \mu'}$, 式(9)中定义的分集积 ζ 可以简化为

$\zeta = \min_{\boldsymbol{\mu}, \boldsymbol{\mu}' \in A^{(K-1) \times 1}, \boldsymbol{\mu} \neq \boldsymbol{\mu}'}$ $(1 - d_{\mu, \mu'}^2)^{1/2}$ 。因此这里只要求出 $d_{\mu, \mu'}^2$ 的最大值, 即可以得到酉空时星座 C 的分集积。下面我们由性质 1 所得的结果来推导 $d_{\mu, \mu'}^2$ 的最大值。

对于式(11)中的求和项 $\sum_{k=2}^K \exp(j2\pi(u'_k - u_k)/Q)$, 当其

中一项不为 1, 其余各项均为 1 时, $d_{\mu, \mu'}$ 取得最大值。也就是说, 在 $\boldsymbol{\mu} \neq \boldsymbol{\mu}'$ 的情况下, 当且仅当 $\boldsymbol{\mu}$ 与 $\boldsymbol{\mu}'$ 中只有一个分量不相等时, $d_{\mu, \mu'}$ 取得最大值。不失一般性, 假设 $u'_2 \neq u_2$, 其余 $u'_k = u_k (k=3, \dots, K)$, 得到

$$\begin{aligned} d_{\mu, \mu'}^2 &= \frac{1}{K^2} \left| (K-1) + \exp[j2\pi(\mu'_2 - \mu_2)/Q] \right|^2 \\ &= \frac{1}{K^2} \left[(K-1)^2 + 1 + 2(K-1) \cos(2\pi(\mu'_2 - \mu_2)/Q) \right] \end{aligned} \quad (12)$$

此时, 令 $u'_2 - u_2 = 1$ 或 $u'_2 - u_2 = -1$, 即可以得到 $d_{\mu, \mu'}$ 的最大值

$$\begin{aligned} \max_{\boldsymbol{\mu}, \boldsymbol{\mu}' \in A^{(K-1) \times 1}, \boldsymbol{\mu} \neq \boldsymbol{\mu}'} d_{\mu, \mu'}^2 \\ = \frac{1}{K^2} \left[(K-1)^2 + 1 + 2(K-1) \cos(2\pi/Q) \right] \end{aligned} \quad (13)$$

进一步, 将式(13)代入上述分集积 ζ 的简化式中, 即可以得到酉空时星座 C 的分集积 ζ 的闭式表达为 $\zeta = \frac{2\sqrt{K-1}}{K} \sin(\pi/Q)$ 。证毕

5 实验仿真

为了验证本文所提出的 HST-FSK 的误码性能, 本节采用蒙特卡罗方法进行了大量的仿真实验, 比较了 HST-FSK 与 ST-FSK 以及基于系统设计的 USTM 的性能。仿真实验中, 我们考虑接收天线数 $N=1$ 的情况, 各收、发天线间的信道衰落服从均值为 0, 方差为 1 的复高斯分布, 并且在 1 帧 (T 个符号周期) 内保持不变, 但在不同帧之间改变。

由 HST-FSK 的结构可知, 它的参数 M , T 和 Q 可以进行任意配置, 但在仿真中, 为了在相同的条件(即相同的发射天线数 M 、帧长 T 和频谱利用率 R) 下比较 HST-FSK 与已有方案的性能, 我们按照已有方案的参数来设置 HST-FSK 的参数 M , T 和 Q 。

图 1 给出了当发射天线数 $M=2$, FSK 向量长度 $K=2$, 帧长 $T=MK=4$ 时, HST-FSK 与 ST-FSK 的误符号率(SEP)曲线。由文献[6]可知, 此时 ST-FSK 的频谱利用率 $R=1/2$ bps/Hz, 因而本文将 HST-FSK 中的参数 Q 取为 4, 这样则可与 ST-FSK 保持相同的频谱利用率。从图 1 中看到, 这时 HST-FSK 与 ST-FSK 的误符号率曲线几乎重合, 经过分析可知, 由性质 2 可以得到对应于参数 $M=2$, $K=2$ 和 $Q=4$ 时 HST-FSK 的分集积 $\zeta = 1/\sqrt{2}$, 而此时 ST-FSK 的分集积也为 $1/\sqrt{2}$ ^[6], 因而两者具有相同的误码性能。

由于决定 ST-FSK 频谱利用率 $R = \log_2(K)/K$ 的唯一参数 K 与帧长 T 有关, 因而在不改变帧长 T 的条件下, ST-FSK 的频谱利用率是一定的, 且最大值仅能达到 $1/2$ bps/Hz。但相对于 ST-FSK 来说, 在 HST-FSK 中由于参数 Q 与帧长 T 无关, 因而取较大的 Q 值就可得到较高的频谱利用率 $R = [(K-1)/MK] \log_2 Q$ 。图 2 给出了当发射天线数 $M=2$, 帧长 $T=MK=4$ 时, HST-FSK 在具有不同频

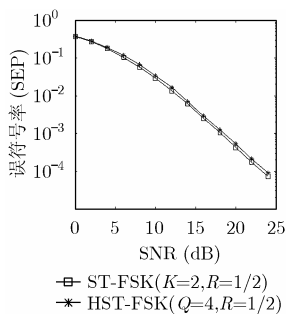


图 1 HST-FSK 与 ST-FSK 的误符号率比较

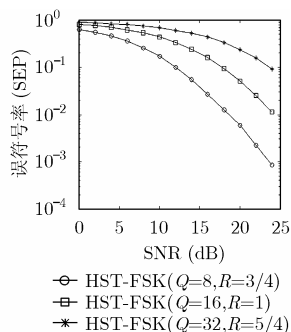


图 2 $M=2, M=4$ 时 HST-FSK 的 SEP 曲线

谱利用率时的误符号率曲线。图中当 Q 分别为 8, 16 和 32 时, HST-FSK 的频谱利用率 R 分别为 $3/4, 1$ 和 $5/4$ bps/Hz。由图 2 可见, 随着频谱利用率的增大, HST-FSK 的性能逐渐变差, 这是由于其分集积不断变小所致。

在图 3 中还比较了 $M=2$ 时 HST-FSK 与基于系统设计的 USTM 的误码性能。由于后者在构造酉空时星座时需要旋转矩阵的频率系数进行最优搜索, 因而要得到具有较高频谱利用率的酉空时星座比较困难。当帧长 $T=8$ 时, 我们对星座点数 $L=8, 64, 512$ 3 种情况下 HST-FSK 与基于系统设计的 USTM 的误码性能进行了比较, 它们的参数设置如表 1 所示。除此之外, 图 3 中还给出了当星座点数 $L=4096$, 频谱利用率 $R=1.5$ bps/Hz 时 HST-FSK 的 SEP 曲线, 而对于系统设计的 USTM 来说, 文献[2]中最多只给出了点数 $L=2048, R=11/8$ bps/Hz 时的酉空时星座。

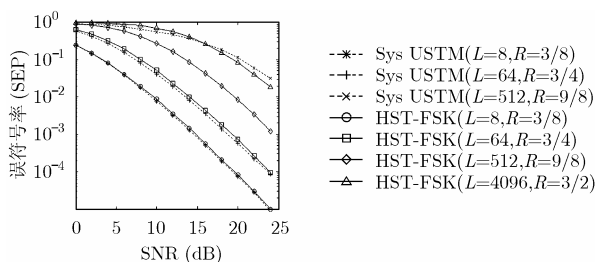


图 3 HST-FSK 与系统设计的 USTM 的 SEP 曲线

表 1 $M=2, T=8$ 时 HST-FSK 与系统设计的 USTM 的仿真参数设置

L	$R(\text{bps/Hz})$	HST-FSK	系统设计的 USTM 的最优频率系数 $[u_1 \dots u_T]^{[2]}$
8	$3/8$	$Q=2$	[1 3 0 7 2 5 6 7]
64	$3/4$	$Q=4$	[1 7 31 15 3 29 20 0]
512	$9/8$	$Q=8$	[0 1 22 16 14 4 21 21]
4096	1.5	$Q=16$	—

从图 3 中可以看出, 当星座点数 L 分别是 8 和 64 时, HST-FSK 与系统设计的 USTM 这两者的误码性能基本一

致, 而当星座点数 $L=512$ 时, HST-FSK 的误码性能明显优于系统设计的 USTM。当 $L=4096$ 时, HST-FSK 在具有较高频谱利用率的同时相比于系统设计的 USTM 仍然能够得到较好的误码性能。这是因为当星座点数 $L=512$ 时, 基于系统设计的 USTM 所依据的搜索准则并不能保证得出的酉空时星座能够获得满天线分集, 而本文提出的 HST-FSK 方案对于任意星座点数都能够获得满天线分集。

6 结束语

本文采用 Hadamard 矩阵对 FSK 波形向量在空、时二维上进行 Kronecker 扩展, 提出了一种适合任意发射天线数的空时频移键控——HST-FSK 方案。作为一种特殊的酉空时编码, HST-FSK 不仅编码方式简单、可以在无需信道估计的情况下实现盲检测, 而且能保证获得满天线分集。不过, 与现有的酉空时调制方案相比, HST-FSK 的最大优势还是体现在它能够获得较高的频谱利用率。HST-FSK 的这种构造方法为设计点数较大的酉空时星座提供了新的思路。

参考文献

- [1] Hochwald B M and Marzetta T L. Unitary space-time modulation for multiple-antenna communications in Rayleigh flat fading. *IEEE Trans. on Inform. Theory*, 2000, 46(2): 543-564.
- [2] Hochwald B M, Marzetta T L, and Richardson T J, et al. Systematic design of unitary space-time constellations. *IEEE Trans. on Inform. Theory*, 2000, 46(6): 1962-1973.
- [3] Zhao W L, Leus G, and Giannakis G B. Orthogonal design of unitary constellations for uncoded and trellis-coded noncoherent space-time systems. *IEEE Trans. on Inform. Theory*, 2004, 50(6): 1319-1327.
- [4] Hassibi B and Hochwald B M. High-rate codes that are linear in space and time. *IEEE Trans. on Inform. Theory*, 2002, 48(7): 1804-1824.
- [5] Tarokh V, Jafarkhani H, and Calderbank A R. Space-time block codes from orthogonal designs. *IEEE Trans. on Inform. Theory*, 1999, 45(5): 1456-1467.
- [6] Leus G, Zhao W L, and Giannakis G B. Space-time frequency-shift keying. *IEEE Trans. on Commun.*, 2004, 52(3): 346-349.
- [7] 程云鹏, 张凯院, 徐仲. 矩阵论. 西安: 西北工业大学出版社, 1999: 422-423.

王磊: 女, 1977 年生, 博士生, 从事空时编和 MIMO 系统信道容量等方面的研究。

朱世华: 男, 1950 年生, 教授, 博士生导师, 长期从事移动通信、数字传输和程控交换等方面的研究。

王君: 男, 1975 年生, 博士生, 从事多天系统信道与信道容量和多用户检测等方面的研究。