

空时格码迹准则在频选衰落信道下的证明

耿 嘉 曹秀英 毕光国

(东南大学移动通信国家重点实验室 南京 210096)

摘 要: 迹准则是当系统中发射与接收天线数之积较大时设计空时格码的准则, 该准则最初是为平衰落信道而设计的。该文证明了迹准则在频选衰落信道下仍然成立, 且仿真亦表明当信道为频选衰落时, 迹准则意义下好码的性能优于其它码的性能。

关键词: 空时格码; 迹准则; 频选衰落

中图分类号: TN929.5, TN911

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2007)04-0938-04

The Proof of the Trace Criterion for Space-Time Trellis Codes in Frequency-Selective Fading Channels

Geng Jia Cao Xiu-ying Bi Guang-guo

(National Mobile Communication Research Laboratory, Southeast University, Nanjing 210096, China)

Abstract: When the product of the numbers of transmit and receive antennas is large, the design criterion for space-time trellis codes is the trace criterion. This criterion is originally designed for flat fading channels only. In this paper, it is proved that the trace criterion also can be used in frequency-selective fading channels. The simulation results show that the good codes according to the trace criterion have better performance than other codes, when the channel fading is frequency-selective.

Key words: Space-time trellis codes; Trace criterion; Frequency-selective fading

1 引言

空时格码作为空时编码技术的一种最早由文献[1]系统的提出, 该技术的一个关键和难点是码的设计准则问题。经典的设计准则是由文献[1]提出的秩-行列式准则和距离-积准则, 分别应用于信道慢衰落和快衰落两种情况。另一个具有代表性的准则是文献[2,3]中提出的迹准则, 该准则应用于系统中发射与接收天线数目之积较大的情况, 且不论是慢衰落还是快衰落迹准则都具有相同的形式。以上准则在推导中均假设信道为平坦衰落, 然而实际的宽带无线信道通常是频率选择性衰落(频选衰落)的。于是文献[4,5]研究了频选衰落信道中空时格码的设计准则问题, 其基本思路是将文献[1]中的两个准则在多径频选衰落条件下进行推广, 得出的结果与原平衰落下的准则在形式上具有相似性。

本文的工作在于将原平衰落下的迹准则进行推广, 证明了迹准则在频选衰落信道中仍然成立, 仿真也表明迹准则意义下的好码在频选衰落下的性能优于其它码。

2 系统模型

考虑一个具有 n_T 个发射天线, n_R 个接收天线的基带系统。信息序列经过空时编码和调制后在 n_T 个天线上同时发射。 c_i^j ($1 \leq i \leq n_T, 1 \leq t \leq T, T$ 为一根天线上帧中实际发

射的符号数)表示在 t 时隙第 i 根天线上发射的已调符号, 这里假设符号星座的幅度是归一化的, 平均功率为 1。那么在 t 时隙的结束时刻, 第 j 根 ($1 \leq j \leq n_R$) 接收天线上经匹配滤波后的采样输出为^[5]

$$r_t^j = \sqrt{E_s} \sum_{l=0}^{L-1} \sum_{i=1}^{n_T} h_{i,j,l}(t) c_{t-l}^i + n_t^j, \quad 1 \leq t \leq T + L - 1 \quad (1)$$

其中 E_s 为平均每个符号的发射能量。 n_t^j 是 t 时隙第 j 根接收天线上的 AWGN 型噪声, 它具有零均值, 每维方差 $N_0/2$ 。 $h_{i,j,l}(t)$ 是 t 时隙第 i 根发射天线和第 j 根接收天线之间、第 l 条 ($0 \leq l \leq L-1, L$ 为总的多径数)可辨多径上的信道响应。这里采用了符号间隔的抽头延迟线模型^[4,5]来简化对频选衰落信道的描述, 并假设 $h_{i,j,l}(t)$ 是对 i, j, l 均独立的复高斯随机变量, 其实虚部也独立, 均值为 0。再假设各径功率相等, L 径总功率归一化, 故 $h_{i,j,l}(t)$ 的实虚部方差均为 $1/(2L)$ 。在空时编码的研究中信道通常假设为慢、快衰落两种极限情况, 在慢衰落时 $h_{i,j,l}(t)$ 在一帧中不变, 而在各帧之间独立变化; 在快衰落时 $h_{i,j,l}(t)$ 在每一个时隙 t 均独立变化。本文中将对快慢两种衰落分别进行讨论。

3 迹准则在频选衰落信道下的证明

3.1 平衰落时的迹准则

设发送码字 $\mathbf{c} = (c_1^1 \cdots c_{n_T}^1 c_1^2 \cdots c_{n_T}^2 \cdots c_1^{n_T} \cdots c_{n_T}^{n_T})$, 接收端最大似然接收机的判决输出码字是 $\mathbf{e} = (e_1^1 \cdots e_{n_T}^1 e_1^2 \cdots e_{n_T}^2 \cdots e_1^{n_T} \cdots e_{n_T}^{n_T})$ 。再记码字差别矩阵为

$$\mathbf{B}(\mathbf{c}, \mathbf{e}) = \begin{bmatrix} e_1^1 - c_1^1 & \cdots & e_T^1 - c_T^1 \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ e_1^{n_T} - c_1^{n_T} & \cdots & e_T^{n_T} - c_T^{n_T} \end{bmatrix} \quad (2)$$

$$\mathbf{A}(\mathbf{c}, \mathbf{e}) = \mathbf{B}(\mathbf{c}, \mathbf{e}) \cdot \mathbf{B}(\mathbf{c}, \mathbf{e})^H \quad (3)$$

现在给出在文献[2,3]中提出的迹准则: 当 n_T , n_R 之积较大时(一般认为需 $n_T \cdot n_R \geq 4$), 平衰落下具有理想信道估计的最大似然接收机将码字 \mathbf{c} 误判成 \mathbf{e} 的成对错误概率满足

$$P(\mathbf{c}, \mathbf{e}) \leq \frac{1}{4} \exp \left[-n_R \frac{E_s}{4N_0} \text{tr}(\mathbf{A}(\mathbf{c}, \mathbf{e})) \right] \quad (4)$$

式中 $\text{tr}(\cdot)$ 表示矩阵的迹。由式(4)可见 $\mathbf{A}(\mathbf{c}, \mathbf{e})$ 的迹越大 $P(\mathbf{c}, \mathbf{e})$ 越小, 故好码的条件是 $\mathbf{A}(\mathbf{c}, \mathbf{e})$ 的最小迹最大化。

3.2 等价系统

从接收机的角度看, 单根发射天线上发射的数据经过有 L 条可辨多径的信道在接收端产生的效果与 L 根发射天线上发射的数据(各天线发射数据相同, 仅在时序上相差一个时隙)经过只有单径的信道在接收端产生的效果是一样的, 因此可将有 n_T 个发射天线, 信道有 L 条可辨多径的实际系统等效为有 $n_T \cdot L$ 个“虚天线”^[4], 信道只有单径的等价平衰落系统。根据这一思想, 可得等价平衰落系统的数学模型如下:(与与原多径系统区别, 等价系统中各符号加~标记)

$$\tilde{r}_i^j = \sqrt{E_s} \sum_{i=1}^{n_T \cdot L} \tilde{h}_{i,j}(t) \tilde{c}_i^j + \tilde{n}_i^j \quad (5)$$

与式(1)对比有

$$\tilde{r}_i^j = r_i^j \quad (6a)$$

$$\tilde{h}_{i,j}(t) = h_{[i/L], j, i - [(i-1)/L] \times L}(t) \quad (6b)$$

$$\tilde{c}_i^j = \begin{cases} c_{i-i+1+[(i-1)/L] \times L}^j, & t - i + 1 + [(i-1)/L] \times L > 0 \\ 0, & t - i + 1 + [(i-1)/L] \times L \leq 0 \end{cases} \quad (6c)$$

$$\tilde{n}_i^j = n_i^j \quad (6d)$$

以上各式中 $1 \leq i \leq n_T \cdot L$, $1 \leq j \leq n_R$, $1 \leq t \leq T+L-1$, $[x]$ 表示下取整, $\lceil x \rceil$ 表示上取整。

3.3 在慢衰落下的证明

这里采用等价系统模型。在理想信道估计时最大似然接收机将码字 $\tilde{\mathbf{c}} = (\tilde{c}_1^1 \cdots \tilde{c}_{n_T \cdot L}^1 \cdots \tilde{c}_1^{n_R} \cdots \tilde{c}_{n_T \cdot L}^{n_R})$ 误判成 $\tilde{\mathbf{e}} = (\tilde{e}_1^1 \cdots \tilde{e}_{n_T \cdot L}^1 \cdots \tilde{e}_1^{n_R} \cdots \tilde{e}_{n_T \cdot L}^{n_R})$ 的成对错误概率为^[1]

$$\begin{aligned} P(\tilde{\mathbf{c}}, \tilde{\mathbf{e}} | \tilde{h}_{i,j}(1), \tilde{h}_{i,j}(2), \dots, \tilde{h}_{i,j}(T+L-1)) \\ \leq \frac{1}{2} \exp \left[-d^2(\tilde{\mathbf{c}}, \tilde{\mathbf{e}}) \frac{E_s}{4N_0} \right] \\ = \frac{1}{2} \exp \left[-L \cdot d^2(\tilde{\mathbf{c}}, \tilde{\mathbf{e}}) \frac{E_s}{4N_0 \cdot L} \right] \end{aligned} \quad (7)$$

其中 $1 \leq i \leq n_T \cdot L$, $1 \leq j \leq n_R$ 。式(7)中 $d^2(\tilde{\mathbf{c}}, \tilde{\mathbf{e}}) = \sum_{t=1}^{T+L-1} \sum_{j=1}^{n_R} \left| \sum_{i=1}^{n_T \cdot L} \tilde{h}_{i,j}(t) \cdot (\tilde{c}_i^j - \tilde{e}_i^j) \right|^2$, 考虑到是慢衰落, 可令 $\tilde{h}_{i,j}(t) \equiv \tilde{h}_{i,j}$ ($1 \leq t \leq T+L-1$), 则

$$\begin{aligned} d^2(\tilde{\mathbf{c}}, \tilde{\mathbf{e}}) &= \sum_{t=1}^{T+L-1} \sum_{j=1}^{n_R} \left| \sum_{i=1}^{n_T \cdot L} \tilde{h}_{i,j}(\tilde{c}_i^j - \tilde{e}_i^j) \right|^2, \quad P(\tilde{\mathbf{c}}, \tilde{\mathbf{e}} | \tilde{h}_{i,j}(1), \tilde{h}_{i,j}(2), \\ &\dots, \tilde{h}_{i,j}(T+L-1)) = P(\tilde{\mathbf{c}}, \tilde{\mathbf{e}} | \tilde{h}_{i,j}) \end{aligned}$$

由于 $\mathbf{A}(\tilde{\mathbf{c}}, \tilde{\mathbf{e}}) = \mathbf{B}(\tilde{\mathbf{c}}, \tilde{\mathbf{e}}) \cdot \mathbf{B}(\tilde{\mathbf{c}}, \tilde{\mathbf{e}})^H$, 故 $\mathbf{A}(\tilde{\mathbf{c}}, \tilde{\mathbf{e}})$ 是非负定的埃尔米特阵(Hermitian), 存在非负特征值 $\tilde{\lambda}_i$ ($1 \leq i \leq n_T \cdot L$) 和相互正交的单位特征向量 $\tilde{\mathbf{v}}_i$ ($1 \leq i \leq n_T \cdot L$), $\tilde{\mathbf{v}}_i$ 为列向量。对 $\mathbf{A}(\tilde{\mathbf{c}}, \tilde{\mathbf{e}})$ 做酉相似对角化有 $\mathbf{A}(\tilde{\mathbf{c}}, \tilde{\mathbf{e}}) = \mathbf{V}(\tilde{\mathbf{c}}, \tilde{\mathbf{e}}) \cdot \mathbf{D}(\tilde{\mathbf{c}}, \tilde{\mathbf{e}}) \cdot \mathbf{V}(\tilde{\mathbf{c}}, \tilde{\mathbf{e}})^H$, 其中 $\mathbf{D}(\tilde{\mathbf{c}}, \tilde{\mathbf{e}})$ 是对角元为 $\tilde{\lambda}_i$ 的对角阵, $\mathbf{V}(\tilde{\mathbf{c}}, \tilde{\mathbf{e}}) = [\tilde{\mathbf{v}}_1 \quad \tilde{\mathbf{v}}_2 \quad \cdots \quad \tilde{\mathbf{v}}_{n_T \cdot L}]$ 。令 $\tilde{\mathbf{h}}_j = \sqrt{L}(\tilde{h}_{1,j}, \tilde{h}_{2,j}, \dots, \tilde{h}_{n_T \cdot L,j})$, $\tilde{\beta}_{i,j} = \tilde{\mathbf{h}}_j \cdot \tilde{\mathbf{v}}_i$, 则 $d^2(\tilde{\mathbf{c}}, \tilde{\mathbf{e}})$ 可做如下变换:

$$\begin{aligned} d^2(\tilde{\mathbf{c}}, \tilde{\mathbf{e}}) &= \sum_{t=1}^{T+L-1} \sum_{j=1}^{n_R} \left| \sum_{i=1}^{n_T \cdot L} \tilde{h}_{i,j}(\tilde{c}_i^j - \tilde{e}_i^j) \right|^2 \\ &= \sum_{j=1}^{n_R} \sum_{i=1}^{n_T \cdot L} \sum_{i'=1}^{n_T \cdot L} [\tilde{h}_{i,j} \cdot \tilde{h}_{i',j}^* \sum_{t=1}^{T+L-1} (\tilde{c}_i^j - \tilde{e}_i^j)(\tilde{c}_{i'}^{j'} - \tilde{e}_{i'}^{j'})^*] \\ &= \frac{1}{L} \sum_{j=1}^{n_R} \tilde{\mathbf{h}}_j \mathbf{A}(\tilde{\mathbf{c}}, \tilde{\mathbf{e}}) \tilde{\mathbf{h}}_j^H \\ &= \frac{1}{L} \sum_{j=1}^{n_R} \tilde{\mathbf{h}}_j \mathbf{V}(\tilde{\mathbf{c}}, \tilde{\mathbf{e}}) \cdot \mathbf{D}(\tilde{\mathbf{c}}, \tilde{\mathbf{e}}) \cdot \mathbf{V}(\tilde{\mathbf{c}}, \tilde{\mathbf{e}})^H \cdot \tilde{\mathbf{h}}_j^H \\ &= \frac{1}{L} \sum_{j=1}^{n_R} (\tilde{\beta}_{1,j}, \dots, \tilde{\beta}_{n_T \cdot L,j}) \begin{pmatrix} \tilde{\lambda}_1 & 0 & 0 \\ 0 & \ddots & 0 \\ 0 & 0 & \tilde{\lambda}_{n_T \cdot L} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \tilde{\beta}_{1,j}^* \\ \vdots \\ \tilde{\beta}_{n_T \cdot L,j}^* \end{pmatrix} \\ &= \frac{1}{L} \sum_{j=1}^{n_R} \sum_{i=1}^{n_T \cdot L} \tilde{\lambda}_i |\tilde{\beta}_{i,j}|^2 \end{aligned}$$

至此式(7)可写为

$$P(\tilde{\mathbf{c}}, \tilde{\mathbf{e}} | \tilde{h}_{i,j}) \leq \frac{1}{2} \exp \left[-\sum_{j=1}^{n_R} \sum_{i=1}^{n_T \cdot L} \tilde{\lambda}_i |\tilde{\beta}_{i,j}|^2 \frac{E_s}{4N_0 \cdot L} \right] \quad (8)$$

由式(6b)不难推知 $\tilde{h}_{i,j}$ 是对 i, j 独立, 实虚部也独立的复高斯随机变量, 其实虚部均值均为 0、方差均为 $1/2L$ 。那么根据 $\tilde{\beta}_{i,j} = \tilde{\mathbf{h}}_j \cdot \tilde{\mathbf{v}}_i$ 的定义, 可进一步推导得到 $\tilde{\beta}_{i,j}$ 也是对 i, j 独立的复高斯随机变量, 其实虚部也相互独立, 且实虚部均值都为 0, 方差都为 $1/2$ 。至此由中心 χ^2 分布的定义, 不难推知 $|\tilde{\beta}_{i,j}|^2$ 满足 2 个自由度的中心 χ^2 分布, 其均值为 $2 \times 1/2 = 1$, 方差为 $2 \times 2 \times (1/2)^2 = 1$ 。

因此 $\sum_{j=1}^{n_R} \sum_{i=1}^{n_T \cdot L} \tilde{\lambda}_i |\tilde{\beta}_{i,j}|^2$ 可看作是一系列独立同分布的随机变量的加权和, 当 $n_T \cdot L \cdot n_R$ 较大时由中心极限定理知该和式近似满足高斯分布, 且可得其均值为 $n_R \cdot \sum_{i=1}^{n_T \cdot L} \tilde{\lambda}_i$, 方差为 $n_R \cdot \sum_{i=1}^{n_T \cdot L} \tilde{\lambda}_i^2$ 。

至此可套用文献[3]的推导方法, 得

$$P(\tilde{\mathbf{c}}, \tilde{\mathbf{e}}) \leq \frac{1}{4} \exp \left[-n_R \frac{E_s}{4N_0} \cdot \frac{1}{L} \cdot \text{tr}(\mathbf{A}(\tilde{\mathbf{c}}, \tilde{\mathbf{e}})) \right] \quad (9)$$

另由式(2), 式(3), 式(6c)不难推得

$$\text{tr}(\mathbf{A}(\tilde{\mathbf{c}}, \tilde{\mathbf{e}})) = L \cdot \text{tr}(\mathbf{A}(\mathbf{c}, \mathbf{e})) \quad (10)$$

又因为 $P(\mathbf{c}, \mathbf{e}) = P(\tilde{\mathbf{c}}, \tilde{\mathbf{e}})$, 故得

$$P(\mathbf{c}, \mathbf{e}) \leq \frac{1}{4} \exp\left[-n_{\text{R}} \frac{E_s}{4N_0} \text{tr}(\mathbf{A}(\mathbf{c}, \mathbf{e}))\right] \quad (11)$$

对比式(11)与式(4), 可见在频选慢衰落下 $P(\mathbf{c}, \mathbf{e})$ 的上界与平衰落时相同, 即迹准则在频选慢衰落信道中仍然成立。

3.4 在快衰落下的证明

与慢衰落时类似, 在快衰落时仍有式(7)成立, 其中

$d^2(\tilde{\mathbf{c}}, \tilde{\mathbf{e}}) = \sum_{t=1}^{T+L-1} \sum_{j=1}^{n_{\text{R}}} \left| \sum_{i=1}^{n_{\text{T}} \cdot L} \tilde{h}_{i,j}(t) (\tilde{c}_i^t - \tilde{e}_i^t) \right|^2$, 这里由于是快衰落故一帧中 $\tilde{h}_{i,j}(t)$ 的 t 不可略去。由文献[3]知 $d^2(\tilde{\mathbf{c}}, \tilde{\mathbf{e}})$ 可化为:

$$d^2(\tilde{\mathbf{c}}, \tilde{\mathbf{e}}) = \sum_{t=1}^{T+L-1} \sum_{j=1}^{n_{\text{R}}} |\tilde{\gamma}_j(t)|^2 \cdot |\tilde{\mathbf{c}}_t - \tilde{\mathbf{e}}_t|^2 \quad (12)$$

式中 $|\tilde{\mathbf{c}}_t - \tilde{\mathbf{e}}_t|^2 = \sum_{i=1}^{n_{\text{T}} \cdot L} |\tilde{c}_i^t - \tilde{e}_i^t|^2$, $\tilde{\gamma}_j(t) = (\tilde{h}_{1,j}(t), \dots, \tilde{h}_{n_{\text{T}} \cdot L, j}(t)) \cdot \tilde{\mathbf{U}}(t)$ 。 ($\tilde{\mathbf{U}}(t)$ 为与 $\tilde{\mathbf{c}}, \tilde{\mathbf{e}}$ 有关的酉矩阵的某一列, 具体取值见文献[3])

由式(6b)和 $\tilde{\gamma}_j(t)$ 的定义可推知 $\tilde{\gamma}_j(t)$ 是对 t, j 独立, 实虚部也独立的复高斯随机变量, 其实虚部均值都为 0, 方差都为 $1/2L$ 。令 $x = L \cdot d^2(\tilde{\mathbf{c}}, \tilde{\mathbf{e}}) = \sum_{t=1}^{T+L-1} \sum_{j=1}^{n_{\text{R}}} (|\sqrt{L} \cdot \tilde{\gamma}_j(t)|^2 \cdot |\tilde{\mathbf{c}}_t - \tilde{\mathbf{e}}_t|^2)$, 由 $\tilde{\gamma}_j(t)$ 的分布不难推知其中的 $|\sqrt{L} \cdot \tilde{\gamma}_j(t)|^2$ 满足 2 个自由度的中心 χ^2 分布, 其均值和方差均为 1。 x 同样可看作是一系列独立同分布的随机变量的加权和, 当 $(T+L-1) \cdot n_{\text{R}}$ 较大时 x 近似满足高斯分布, 可推得其均值为 $n_{\text{R}} \cdot \sum_{t=1}^{T+L-1} |\tilde{\mathbf{c}}_t - \tilde{\mathbf{e}}_t|^2$, 方差为 $n_{\text{R}} \cdot \sum_{t=1}^{T+L-1} (|\tilde{\mathbf{c}}_t - \tilde{\mathbf{e}}_t|^2)^2$ 。至此结合式(7), 式(12)和以上推导结果, 用文献[3]之推导方法可得:

$$P(\tilde{\mathbf{c}}, \tilde{\mathbf{e}}) \leq \frac{1}{4} \exp\left[-n_{\text{R}} \frac{E_s}{4N_0} \cdot \frac{1}{L} \cdot \sum_{t=1}^{T+L-1} |\tilde{\mathbf{c}}_t - \tilde{\mathbf{e}}_t|^2\right] \quad (13)$$

又因为 $\sum_{t=1}^{T+L-1} |\tilde{\mathbf{c}}_t - \tilde{\mathbf{e}}_t|^2 = \text{tr}(\mathbf{A}(\tilde{\mathbf{c}}, \tilde{\mathbf{e}})) = L \cdot \text{tr}(\mathbf{A}(\mathbf{c}, \mathbf{e}))$, 以及

$P(\mathbf{c}, \mathbf{e}) = P(\tilde{\mathbf{c}}, \tilde{\mathbf{e}})$, 故得

$$P(\mathbf{c}, \mathbf{e}) \leq \frac{1}{4} \exp\left[-n_{\text{R}} \frac{E_s}{4N_0} \text{tr}(\mathbf{A}(\mathbf{c}, \mathbf{e}))\right]$$

与平衰落时的表述一致, 即迹准则在频选快衰落下亦成立。

4 仿真

以下仿真均假设 $T=130, L=2, n_{\text{T}}=2, n_{\text{R}}=2$ 。当调制方式采用 QPSK 时, 迹准则意义下的好码是文献[2]中给出的 CYV 码, 本文以 8 状态码为例, 与已知的其它具有代表性的平衰落时的好码如 TSC^[1], BBH^[6], TC^[7], FVY^[8], ZQW^[9] 进行频选衰落下的性能比较, 慢和快衰落时的仿真曲线分别绘于图 1, 图 2。图中看到虽然 CYV 最初是为平衰落而设计的, 但在频选衰落下且不论快或慢衰落 CYV 都有着优于其它各码的良好性能, 这是由于迹准则适用于系统

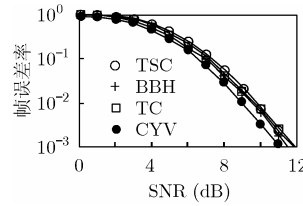


图 1 QPSK 调制的各码在频选慢衰落时的性能

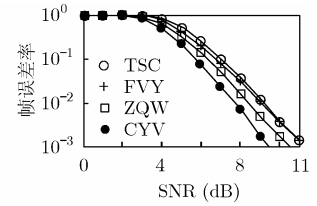


图 2 QPSK 调制的各码在频选快衰落时的性能

中 $n_{\text{T}} \cdot n_{\text{R}}$ 较大的情况并且在频选衰落下也成立的缘故。

文献[4,5]中给出了一种应用于频选衰落信道的码设计准则, 文献[5]中还给出了采用 BPSK 调制时该准则意义下的好码(QB 码), 下面将其性能与迹准则意义下好码的性能做一比较。文献[2,3]并未给出 BPSK 调制时迹准则意义下的好码, 于是我们根据迹准则自行搜索, 以 8 状态为例找到了好码, 其生成矩阵为 $\mathbf{G}^T = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 0 & 1 \end{bmatrix}$, \mathbf{G} 的定义见文献[6]。QB 码与本文提出的码在频选慢衰落时的性能比较如图 3 所示。

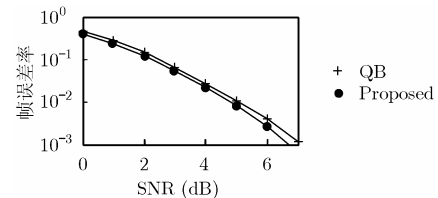


图 3 BPSK 调制的各码在频选慢衰落时的性能

图 3 表明虽然同为频选衰落下的码设计准则, 但迹准则设计出的码要优于文献[4,5]中准则设计出的码。

5 结束语

本文证明了最初为平衰落而设计的迹准则, 在信道为频选衰落时不论慢或快衰落都仍然成立, 且仿真表明迹准则意义下好码的性能在频选衰落时优于其它准则得到的码的性能。

参考文献

- [1] Tarokh V, Seshadri N, and Calderbank A R. Space-time codes for high data rate wireless communication: Performance criteria and code construction. *IEEE Trans. on Inform Theory.*, 1998, 47, (2): 744-765.
- [2] Chen Z, Yuan J, and Vucetic B. An improved space-time trellis coded modulation scheme on slow Rayleigh fading channels. Proc. IEEE ICC 2001., Helsinki, Finland, 2001: 1110-1116.
- [3] Yuan J, Chen Z, and Vucetic B, et al. Performance and design of space-time coding in fading channels. *IEEE Trans. on Communications*, 2003, 51(12): 1991-1996.
- [4] Liu Y, Fitz M P, and Takeshita O Y. Space-time codes performance criteria and design for frequency-selective fading channels. Proc. IEEE ICC 2001. Helsinki, Finland, 2001, 9: 2800-2804.

- [5] Qin M and Blum R S. Properties of space-time code for frequency-selective channels. *IEEE Trans. on Signal Processing*, 2004, 52(3): 694–702.
- [6] Baro S, Bauch G, and Hansmann A. Improved codes for space-time trellis-coded modulation. *IEEE Communication Letter*, 2000, 4(1): 20–22.
- [7] Tao M X and Cheng R S. Improved design criteria and new trellis codes for space-time coded modulation in slow flat fading channels. *IEEE Communication Letters*, 2001, 5(7): 313–315.
- [8] Firmanto W, Vucetic B S, and Yuan J. Space-time TCM with improved performance on fast fading channel. *IEEE Communication Letters*, 2001, 5(4): 154–156.
- [9] Zhang J, Qiang Y, and Wang J, *et al.* On the design of space-time code for fast fading channels. Proc. IEEE PIMRC 2003., Beijing, China, 2003, 2: 7–10.
- 耿 嘉: 男, 1978 年生, 博士生, 研究方向为空时编码技术。
曹秀英: 女, 1948 年生, 教授, 博士生导师, 研究方向为信息安全技术、数字通信信号处理等。
毕光国: 男, 1939 年生, 教授, 博士生导师, 研究方向为 UWB 技术等。