

酉空时调制系统中基于多符号差分检测的软检测器

李颖 王欣 张晓瀛 魏急波
(国防科技大学电子科学与工程学院 长沙 410073)

摘要: 该文设计了一种适用于差分酉空时调制体制的低复杂度软检测算法。该算法基于多符号差分检测, 为软判决译码模块提供编码比特的对数似然比信息。仿真表明, 在通常容许的误码范围内, 采用所提出的软检测算法构建的差分酉空时调制系统比原硬判决系统节省 2~4dB 的信号功率, 并解除了基于单符号差分检测的软检测算法在快衰落信道下的错误平层。

关键词: 酉空时调制; 软检测; 多符号差分检测; 球形译码

中图分类号: TN914

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2008)02-0435-04

A Soft-Detector Based on Multiple Symbol Differential Detection for Unitary Space-Time Modulation

Li Ying Wang Xin Zhang Xiao-ying Wei Ji-bo

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

Abstract: A soft-detector with low complexity is proposed for Differential Unitary Space-Time Modulation (DUSTM). Based on the multiple symbol differential detection, the detector provides log-likelihood ratios of coded bits for the successive soft-decision decoding. Simulation results show that by using the proposed algorithm in a coded DUSTM system, the signal power efficiency is improved by 2~4dB compared with the counterpart of hard-decision decoding within an acceptable range of bit error rate, and the error floor caused by a single symbol differential soft-detector is eliminated in fast fading.

Key words: Unitary space-time modulation; Soft-detection; Multiple symbol differential detection; Sphere decoding

1 引言

在多天线(MIMO)系统中, 差分酉空时调制(DUSTM)技术推广了传统差分相移键控(DPSK)的概念, 它不要求接收机对 MIMO 信道进行估计, 适用于不易获得信道状态信息的高速移动环境, 极大降低了系统复杂度, 引起了学者们的广泛关注^[1, 2]。

高效高性能的非相干检测算法设计是 DUSTM 的关键技术之一。为了克服传统单符号差分检测(SSDD)^[1, 2]应用于快衰落信道时出现的错误平层现象, 人们提出了各种性能优良的多符号差分检测(MSDD)算法^[3-6]。其中, 多符号差分球形译码(MSDSD)以较小复杂度精确地达到了最大似然(ML)检测性能, 且对快衰落信道有良好的适应能力^[6]。然而, 这些方法均局限于单纯的信号检测问题。在实际系统中, 必须采用某种形式的纠错编码来达到可靠通信的要求。为了获得整体更优的性能, 希望检测器提供软判决译码所需要的软信息, 而不是上述各种方法产生的硬判决结果。文献[7, 8]对 DUSTM 系统下的软检测器设计问题进行了初探, 但它们

的设计基于传统的 SSDD, 不适合高速移动环境。而文献[9]针对单天线双差分调制系统设计了一种基于 MSDD 的软检测器, 获得了优越的性能, 本文将这种思想应用于 DUSTM 体制中。

本文提出一种基于 MSDD 的低复杂度软检测算法, 借鉴文献[10]中对对数似然比(LLR)计算的简化方法, 在 MSDSD 算法^[6]基础上构建提供 LLR 信息的软检测器。仿真表明, 采用该软检测器的 DUSTM 系统在误码率低于约 10^{-2} 时比相应的硬判决系统获得至少 2dB 的性能增益, 并能克服在快衰落信道下采用单符号差分软检测所带来的错误平层问题。

符号说明: $CN(0, \sigma^2)$ 表示均值为 0, 实虚部统计独立且方差各为 $\sigma^2/2$ 的复高斯分布; $E(\cdot)$ 表示随机变量的均值; $\text{diag}\{\cdot\}$ 表示将大括号内的矩阵按顺序组成分块对角阵; $\det(\cdot)$ 和 $\text{tr}(\cdot)$ 分别表示矩阵的行列式和迹; $(\cdot)^T$ 和 $(\cdot)^H$ 分别表示求矩阵的转置和共轭转置; $[a]$ 表示对实数 a 上取整; \otimes 表示 Kronecher 积; I_n 表示 n 阶单位矩阵。

2 系统模型

图 1 是采用软检测器的 DUSTM 系统框图。在发送端,

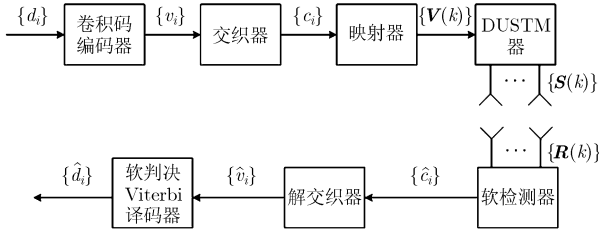


图1 软检测 DUSTM 系统框图

信息比特序列 $\mathbf{d} = [d_1 \cdots d_K]^T \in \{-1, +1\}^K$ 经卷积码编码器生成编码比特 $\mathbf{u} = C(\mathbf{d}) = [u_1 \cdots u_{\bar{K}}]^T \in \{-1, +1\}^{\bar{K}}$ (假设比特 0 用 -1 代替, 比特 1 用 +1 代替), 则编码器码率为 $R_C = K/\bar{K}$ 。若需要提高码率, 还可以对 \mathbf{u} 进行删余得到序列 $\mathbf{v} = [v_1 \cdots v_{\bar{K}}]^T \in \{-1, +1\}^{\bar{K}}$, 则删余码率为 $R_p = \bar{K}/\tilde{K}$, 从而带删余的卷积码率为 $R_{CP} = R_C/R_p = K/\tilde{K}$ 。对序列 \mathbf{v} 做交织得到序列 $\mathbf{c} = [c_1 \cdots c_{\bar{K}}]^T \in \{-1, +1\}^{\bar{K}}$ 。设酉空时星座中有 $L = 2^{RN_T}$ 个矩阵符号, 则映射器的作用是将序列 \mathbf{c} 以 RN_T 个比特为一组, 每组映射成一个信息矩阵符号, 得到序列 $[\mathbf{V}^T(1) \cdots \mathbf{V}^T(\bar{K})]^T$, 其中 $\bar{K} = \tilde{K}/(RN_T)$ 是整数。DUSTM 器对该序列进行差分调制, 即

$$\mathbf{S}(k) = \mathbf{V}(k)\mathbf{S}(k-1), k = 1, \dots, \bar{K},$$

$$\mathbf{S}(0) \text{ 为任意酉矩阵} \quad (1)$$

经差分调制后得到发送矩阵符号序列 $[\mathbf{S}^T(0) \cdots \mathbf{S}^T(\bar{K})]^T$, 通过多天线射频模块发射出去。

在接收端, 首先通过软检测器提取出与编码比特 c_k 对应的似然比信息 \hat{c}_k , 然后通过解交织器得到与 v_k 对应的似然比信息 \hat{v}_k , 送入软判决 Viterbi 译码器中得到信息序列的估计 $\hat{\mathbf{d}} = [\hat{d}_1 \cdots \hat{d}_K]^T \in \{-1, +1\}^K$, 从而完成整个传输。

以下讨论基于多符号差分检测的软检测器设计。

3 多符号差分软检测器

本文采用准静态信道假设, 即信道在一个 DUSTM 矩阵符号内保持不变, 但在不同的矩阵符号之间发生变化。记 $h_{n_T n_R}(k)$ 为第 k 个符号, 第 n_T 发射天线与第 n_R 接收天线之间的信道衰落系数, 服从 $CN(0,1)$ 分布, 它们是空间不相关的, 时间自相关函数服从 Clarke 模型^[11], 即 $E[h_{n_T n_R}(k)h_{n_T n_R}^*(k+p)] = \delta_{n_T n_T} \delta_{n_R n_R} \varphi_h(p)$, 其中 $\varphi_h(p) = J_0(2\pi B_f N_T p)$ ($J_0(\cdot)$ 是零阶 Bessel 函数, B_f 为归一化衰落带宽)。记第 k 个发送矩阵符号经历的 $N_T \times N_R$ 阶信道矩阵为 $\mathbf{H}(k) = [h_{n_T n_R}(k)]$, 则第 k 个接收矩阵符号为^[6]

$$\mathbf{R}(k) = \mathbf{S}(k)\mathbf{H}(k) + \mathbf{W}(k), k = 0, \dots, \bar{K} \quad (2)$$

式中 $\mathbf{W}(k)$ 为 $N_T \times N_R$ 阶零均值、方差为 σ_n^2 的高斯白噪声 (AWGN) 矩阵。依据上述归一化条件, 每接收天线上平均比特信噪比为 $E_b/N_0 = 1/(R\sigma_n^2)$ 。假设观测窗口长度为 N , 记某个观测窗口的接收信号为 $\bar{\mathbf{R}} = [\mathbf{R}^T(0) \cdots \mathbf{R}^T(N-1)]^T$, 又记 $\bar{\mathbf{S}}_D = \text{diag}\{\mathbf{S}(0) \cdots \mathbf{S}(N-1)\}$, $\bar{\mathbf{H}} = [\mathbf{H}^T(0) \cdots \mathbf{H}^T(N-1)]^T$,

$\bar{\mathbf{W}} = [\mathbf{W}^T(0) \cdots \mathbf{W}^T(N-1)]^T$, 得到该观测窗口的接收信号为^[6]

$$\bar{\mathbf{R}} = \bar{\mathbf{S}}_D \bar{\mathbf{H}} + \bar{\mathbf{W}} \quad (3)$$

由于在下面的讨论中, 只关心对一个观测窗口内数据的处理, 因此上式省略了指示观测窗口时间起点的标号。由文献[4,5,12]知, $\bar{\mathbf{R}}$ 的条件概率密度 (亦称信道转移概率密度) 是

$$p(\bar{\mathbf{R}} | \bar{\mathbf{S}}_D) = \frac{1}{\pi^{NN_T N_R} \det^{N_R}(\mathbf{B})} \exp\{-\text{tr}(\bar{\mathbf{R}}^H \mathbf{B}^{-1} \bar{\mathbf{R}})\} \quad (4)$$

式中 $\mathbf{B} = \bar{\mathbf{S}}_D \left((\mathbf{C}_h + \sigma_n^2 \mathbf{I}_{N_T}) \otimes \mathbf{I}_{N_R} \right) \bar{\mathbf{S}}_D^H$

$$\mathbf{C}_h = \begin{bmatrix} \varphi_h(0) & \varphi_h(1) & \cdots & \varphi_h(N-1) \\ \varphi_h(-1) & \varphi_h(0) & \vdots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & \vdots \\ \varphi_h(-(N-1)) & \cdots & \cdots & \varphi_h(0) \end{bmatrix}$$

注意到发送矩阵序列 $\bar{\mathbf{S}}_D$ 与编码比特序列 $\bar{\mathbf{c}} = [c_1 \cdots c_{(N-1)RN_T}]^T \in \{-1, +1\}^{(N-1)RN_T}$ 一一对应, 将 \mathbf{B} 记为 $\mathbf{B}(\bar{\mathbf{c}})$ 以便更好地表达 \mathbf{B} 与 $\bar{\mathbf{c}}$ 的依赖关系。

多符号差分软检测器的任务是利用观测窗口中的接收信号, 提取出与该观测窗口相对应的所有编码比特的 LLR。令 $\bar{K} = N-1$, 该观测窗口对应的编码比特 $\bar{\mathbf{c}}$ 中比特 c_i 对应于发送信息矩阵 $\mathbf{V}(i/RN_T)$, 对应的 LLR 为

$$\hat{c}_i = \ln \frac{\Pr\{c_i = +1 | \bar{\mathbf{R}}\}}{\Pr\{c_i = -1 | \bar{\mathbf{R}}\}}, i = 1, \dots, (N-1)RN_T \quad (5)$$

利用 Bayes 公式, 并假设所有编码比特统计独立且等概发送, 则式(5)等价于

$$\hat{c}_i = \ln \frac{\sum_{\bar{\mathbf{c}}: \tilde{c}_i = +1} \Pr\{\bar{\mathbf{R}} | \bar{\mathbf{c}}\}}{\sum_{\bar{\mathbf{c}}: \tilde{c}_i = -1} \Pr\{\bar{\mathbf{R}} | \bar{\mathbf{c}}\}}, i = 1, \dots, (N-1)RN_T \quad (6)$$

式中 $\tilde{\mathbf{c}}: \tilde{c}_i = \pm 1$ 表示所有满足 $\tilde{c}_i = \pm 1$ 的试验编码比特序列 $\tilde{\mathbf{c}} = [\tilde{c}_1 \cdots \tilde{c}_{(N-1)RN_T}]^T$ 。由于 $\tilde{\mathbf{c}}$ 与试验信息矩阵符号序列 $\tilde{\mathbf{V}} = [\tilde{\mathbf{V}}^T(1) \cdots \tilde{\mathbf{V}}^T(N-1)]^T$ 、试验发送矩阵符号序列 $\tilde{\mathbf{S}}_D = \text{diag}\{\tilde{\mathbf{S}}(0) \cdots \tilde{\mathbf{S}}(N-1)\}$ 一一对应, 因此, 式(6)也可表示为

$$\hat{c}_i = \ln \frac{\sum_{\tilde{\mathbf{c}}: \tilde{c}_i = +1} \Pr\{\bar{\mathbf{R}} | \tilde{\mathbf{S}}_D\}}{\sum_{\tilde{\mathbf{c}}: \tilde{c}_i = -1} \Pr\{\bar{\mathbf{R}} | \tilde{\mathbf{S}}_D\}}, i = 1, \dots, (N-1)RN_T \quad (7)$$

将式(4)代入上式, 得到

$$\hat{c}_i = \ln \frac{\sum_{\tilde{\mathbf{c}}: \tilde{c}_i = +1} \frac{1}{\pi^{NN_T N_R} \det^{N_R}(\mathbf{B}(\tilde{\mathbf{c}}))} \exp\{-\text{tr}(\bar{\mathbf{R}}^H \mathbf{B}^{-1}(\tilde{\mathbf{c}}) \bar{\mathbf{R}})\}}{\sum_{\tilde{\mathbf{c}}: \tilde{c}_i = -1} \frac{1}{\pi^{NN_T N_R} \det^{N_R}(\mathbf{B}(\tilde{\mathbf{c}}))} \exp\{-\text{tr}(\bar{\mathbf{R}}^H \mathbf{B}^{-1}(\tilde{\mathbf{c}}) \bar{\mathbf{R}})\}} \quad (8)$$

由文献[12]知, $\det(\mathbf{B}(\tilde{\mathbf{c}}))$ 与 $\tilde{\mathbf{c}}$ 的取值无关, 因此, 式(8)等价于

$$\hat{c}_i = \ln \sum_{\tilde{c}: \tilde{c}_i = +1} \exp \left\{ -\text{tr} \left(\bar{\mathbf{R}}^H \mathbf{B}^{-1} (\tilde{\mathbf{c}}) \bar{\mathbf{R}} \right) \right\} - \ln \sum_{\tilde{c}: \tilde{c}_i = -1} \exp \left\{ -\text{tr} \left(\bar{\mathbf{R}}^H \mathbf{B}^{-1} (\tilde{\mathbf{c}}) \bar{\mathbf{R}} \right) \right\} \quad (9)$$

对上式右端做 Max-log 近似^[13], 得到

$$\hat{c}_i \approx \max_{\tilde{c}: \tilde{c}_i = +1} \left\{ -\text{tr} \left(\bar{\mathbf{R}}^H \mathbf{B}^{-1} (\tilde{\mathbf{c}}) \bar{\mathbf{R}} \right) \right\} - \max_{\tilde{c}: \tilde{c}_i = -1} \left\{ -\text{tr} \left(\bar{\mathbf{R}}^H \mathbf{B}^{-1} (\tilde{\mathbf{c}}) \bar{\mathbf{R}} \right) \right\} = -\min_{\tilde{c}: \tilde{c}_i = +1} \left\{ \text{tr} \left(\bar{\mathbf{R}}^H \mathbf{B}^{-1} (\tilde{\mathbf{c}}) \bar{\mathbf{R}} \right) \right\} + \min_{\tilde{c}: \tilde{c}_i = -1} \left\{ \text{tr} \left(\bar{\mathbf{R}}^H \mathbf{B}^{-1} (\tilde{\mathbf{c}}) \bar{\mathbf{R}} \right) \right\} \quad (10)$$

采用与文献[9,10]类似的方法简化上式。记 $\hat{\mathbf{c}}^{ML} = [\hat{c}_1^{ML} \dots \hat{c}_{(N-1)RN_T}^{ML}]^T = \arg \min_{\tilde{\mathbf{c}}} \{ \text{tr}(\bar{\mathbf{R}}^H \mathbf{B}^{-1}(\tilde{\mathbf{c}})\bar{\mathbf{R}}) \}$, 与其对应的发送信息矩阵序列记为 $\hat{\mathbf{V}}^{ML} = [(\hat{\mathbf{V}}^{ML}(1))^T \dots (\hat{\mathbf{V}}^{ML}(N-1))^T]^T$, 那么, 在式(10)右端的两项中必有一项等于 $\text{tr}(\bar{\mathbf{R}}^H \mathbf{B}^{-1}(\hat{\mathbf{c}}^{ML})\bar{\mathbf{R}})$ 。以下分两种情况讨论。

(1) 若 $\hat{c}_i^{ML} = +1$, 即 $-\min_{\tilde{c}: \tilde{c}_i = +1} \{ \text{tr}(\bar{\mathbf{R}}^H \mathbf{B}^{-1}(\tilde{\mathbf{c}})\bar{\mathbf{R}}) \} = -\text{tr}(\bar{\mathbf{R}}^H \mathbf{B}^{-1}(\hat{\mathbf{c}}^{ML})\bar{\mathbf{R}})$, 则该项可表示为 $-\hat{c}_i^{ML} \text{tr}(\bar{\mathbf{R}}^H \mathbf{B}^{-1}(\hat{\mathbf{c}}^{ML})\bar{\mathbf{R}})$, $\min_{\tilde{c}: \tilde{c}_i = -1} \{ \text{tr}(\bar{\mathbf{R}}^H \mathbf{B}^{-1}(\tilde{\mathbf{c}})\bar{\mathbf{R}}) \}$ 可表示为 $\hat{c}_i^{ML} \min_{\tilde{c}: \tilde{c}_i = -\hat{c}_i^{ML}} \{ \text{tr}(\bar{\mathbf{R}}^H \mathbf{B}^{-1}(\tilde{\mathbf{c}})\bar{\mathbf{R}}) \}$ 。

(2) 若 $\hat{c}_i^{ML} = -1$, 即 $\min_{\tilde{c}: \tilde{c}_i = -1} \{ \text{tr}(\bar{\mathbf{R}}^H \mathbf{B}^{-1}(\tilde{\mathbf{c}})\bar{\mathbf{R}}) \} = \text{tr}(\bar{\mathbf{R}}^H \mathbf{B}^{-1}(\hat{\mathbf{c}}^{ML})\bar{\mathbf{R}})$, 则该项可表示为 $-\hat{c}_i^{ML} \text{tr}(\bar{\mathbf{R}}^H \mathbf{B}^{-1}(\hat{\mathbf{c}}^{ML})\bar{\mathbf{R}})$, $-\min_{\tilde{c}: \tilde{c}_i = +1} \{ \text{tr}(\bar{\mathbf{R}}^H \mathbf{B}^{-1}(\tilde{\mathbf{c}})\bar{\mathbf{R}}) \}$ 可表示为 $\hat{c}_i^{ML} \min_{\tilde{c}: \tilde{c}_i = -\hat{c}_i^{ML}} \{ \text{tr}(\bar{\mathbf{R}}^H \mathbf{B}^{-1}(\tilde{\mathbf{c}})\bar{\mathbf{R}}) \}$ 。

综合上述两种情况, 式(10)等价于

$$\hat{c}_i \approx -\hat{c}_i^{ML} \text{tr} \left(\bar{\mathbf{R}}^H \mathbf{B}^{-1} (\hat{\mathbf{c}}^{ML}) \bar{\mathbf{R}} \right) + \hat{c}_i^{ML} \min_{\tilde{c}: \tilde{c}_i = -\hat{c}_i^{ML}} \left\{ \text{tr} \left(\bar{\mathbf{R}}^H \mathbf{B}^{-1} (\tilde{\mathbf{c}}) \bar{\mathbf{R}} \right) \right\} \quad (11)$$

注意到 $\hat{\mathbf{V}}^{ML}$ 恰好是多符号差分检测器 MSDSD^[6] 的输出, 因此, \hat{c}_i^{ML} 与 $\text{tr}(\bar{\mathbf{R}}^H \mathbf{B}^{-1}(\hat{\mathbf{c}}^{ML})\bar{\mathbf{R}})$ 均可由 MSDSD 算法模块提供。具体地, 利用 MSDSD 找到 $\hat{\mathbf{V}}^{ML}$ 并同时输出相应度量, 再利用解映射器得到相应的 $\hat{\mathbf{c}}^{ML}$ 。对于式(11)第 2 项 $\min_{\tilde{c}: \tilde{c}_i = -\hat{c}_i^{ML}} \{ \text{tr}(\bar{\mathbf{R}}^H \mathbf{B}^{-1}(\tilde{\mathbf{c}})\bar{\mathbf{R}}) \}$ 目前尚无有效的计算方法。但可以借鉴文献[10]中的简化方法, 利用与 $\hat{\mathbf{c}}^{ML}$ 的汉明距离最小的序列来估计该项。令 $\tilde{\mathbf{c}}_i^{ML} = [\hat{c}_1^{ML} \dots -\hat{c}_i^{ML} \dots \hat{c}_{(N-1)RN_T}^{ML}]^T$, 即序列 $\tilde{\mathbf{c}}_i^{ML}$ 与 $\hat{\mathbf{c}}^{ML-QS}$ 只有第 i 比特不同, 将其代入式(11)中作为对第 2 项的近似, 得到

$$\hat{c}_i \approx -\hat{c}_i^{ML} \text{tr} \left(\bar{\mathbf{R}}^H \mathbf{B}^{-1} (\hat{\mathbf{c}}^{ML}) \bar{\mathbf{R}} \right) + \hat{c}_i^{ML} \text{tr} \left(\bar{\mathbf{R}}^H \mathbf{B}^{-1} (\tilde{\mathbf{c}}_i^{ML}) \bar{\mathbf{R}} \right) \quad (12)$$

综合上述讨论, 得到近似计算某观测窗口中所有编码比特的 LLR 伪码如下:

(1) 将接收矩阵符号序列的每相邻 N 个符号组成一个观测窗口, 每相邻观测窗口重叠一个符号。

(2) 对于每个观测窗口, 执行以下(3)-(6)行操作:

(3) 调用 MSDSD^[6] 算法得到 $\hat{\mathbf{V}}^{ML}$ 与相应度量

$\text{tr}(\bar{\mathbf{R}}^H \mathbf{B}^{-1}(\hat{\mathbf{c}}^{ML})\bar{\mathbf{R}})$, 并利用解映射器得到与 $\hat{\mathbf{V}}^{ML}$ 相对应的编码序列 $\hat{\mathbf{c}}^{ML}$ 。

(4) For $i = 1 : (N-1)RN_T$

(5) 产生 $\tilde{\mathbf{c}}_i^{ML} = [\hat{c}_1^{ML} \dots -\hat{c}_i^{ML} \dots \hat{c}_{(N-1)RN_T}^{ML}]^T$ 代入式(12)。

计算编码比特 c_i 的软信息 \hat{c}_i 。

(6) End for

(7) 将所有观测窗口计算的软信息序列复接输出。

将采用上述软检测算法得到的编码比特 LLR 信息序列经解交织后馈入软判决 Viterbi 译码器中, 从而完成软检测任务。

4 仿真结果

本文采用 Alamouti's STBC 作为酉空时星座 ($N_T = 2$), 在准静态信道假设下, 对原硬判决系统和采用软检测器构建的 DUSTM 系统的误码率性能进行了比较, 如图 2 所示, 参数设置为 $N_R = 1, R = 1, B_f = 0.07, N = 3$, 选用生成多项式为 (171, 133)_{oct} 的卷积码编码器和随机交织器。为了便于比较, 图中分别绘出了采用 MSDSD 算法^[6] 的未编码系统性能、采用 MSDSD 算法^[6] 与硬判决译码的系统性能、采用本文提出的基于 MSDD 的软检测算法与软判决译码的系统性能, 以及采用基于 SSDD 的软检测算法^[7,8] 与软判决译码的系统性能。图中显示, 采用软检测器的 DUSTM 系统在很低信噪比下便显示出卷积码的纠错效果, 但采用硬判决的系统需要更高的信噪比; 在误码率为 10^{-3} 时, 前者比后者节省了约 2.4dB 的信号功率, 而在误码率为 10^{-4} 时, 节省功率近 4dB, 这些都是采用软判决译码带来的好处。另一方面, 在本仿真环境下, 基于 MSDD 的软检测算法在 $N = 3$ 时即解除了基于 SSDD 的软检测算法在误码率为 7×10^{-5} 处的错误平层, 而且在误码率为 10^{-4} 时获得了约 2.5dB 的性能增益, 这说明, 基于 MSDD 的软检测算法利用了信道衰落的相关性, 从而提高了系统适应移动环境的能力。由于软判决 Viterbi 译码的复杂度只比硬判决译码稍高, 因此, 从系统设计角度上看, 这种方案是非常可取的。

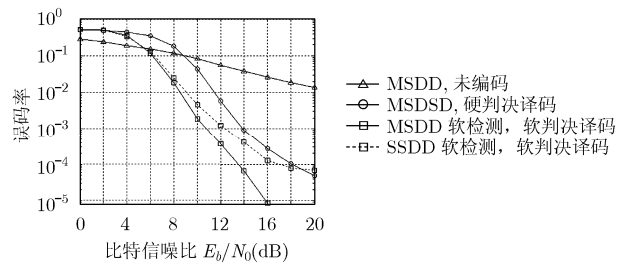


图2 采用软/硬检测器的 DUSTM 系统误码率性能比较
($N_R = 1, R = 1, B_f = 0.07, N = 3$)

5 结束语

本文设计了一种基于多符号差分检测的低复杂度软检

测算法, 为后续软判决译码提供 LLR 信息。分析和仿真表明, 采用该软检测算法构建的 DUSTM 系统提高了原采用单符号差分软检测算法的系统对移动环境的适应能力, 可在衰落信道下充分发挥软判决译码优势, 在通常容许的误码率范围内获得由它带来的 2~4dB 的性能增益。

参 考 文 献

- [1] Hochwald B M and Sweldens W. Differential unitary space-time modulation[J]. *IEEE Trans. on Commun.*, 2000, 48(12): 2041-2052.
- [2] Hughes B L. Differential space-time modulation[J]. *IEEE Trans. on Inform. Theory*, 2000, 46(11): 2567-2578.
- [3] Chiavaccini E and Viterbta G M. Further results on differential space-time modulation [J]. *IEEE Trans. on Commun.*, 2003, 51(7): 1093-1101.
- [4] Ling C, Li K H, and Kot A C. Noncoherent sequence detection of differential space-time modulation[J]. *IEEE Trans. on Inform. Theory*, 2003, 49(10): 2727-2734.
- [5] Ling C, Li K H, and Kot A C. On decision-feedback detection of differential space-time modulation in continuous fading[J]. *IEEE Trans. on Commun.*, 2004, 52(10): 1613-1617.
- [6] Pauli V and Lampe L. Multiple-symbol differential sphere decoding for unitary space-time modulation [A]. in Proc. IEEE GLOBECOM-05[C]. MO, USA, 2005: 1630-1635.
- [7] Bauch G. Differential multiple-length transmit diversity [J]. *IEEE Commun. Letters*, 2004, 8(3): 141-143.
- [8] Bauch G and Mengi A. Non-unitary orthogonal differential space-time modulation with non-coherent soft-output detection[A] in Proc. IEEE VTC-2005-Fall[C]. Texas, USA, 2005: 977-981.
- [9] Liu J, Simon M, Stoica P, and Li J. A soft-detector based on multiple symbol detection for double differential modulation[J]. *IEEE Commun. Letters*, 2004, 8(5): 296-298.
- [10] Wang R and Giannakis G B. Approaching MIMO channel capacity with reduced-complexity soft sphere decoding[A]. in Proc. IEEE WCNC-04[C]. Georgia, USA: 2004: 1620-1625.
- [11] Jakes W C. Microwave Mobile Communications[M]. Piscataway, NJ: IEEE Press, 1993, Chapter 1.
- [12] Schober R and Lampe L H-J. Noncoherent receivers for differential space-time modulation[J]. *IEEE Trans. on Commun.*, 2002, 50(3): 768-777.
- [13] Hagenauer J, Offer E, and Papke L. Iterative decoding of binary block and convolutional codes[J]. *IEEE Trans. on Inform. Theory*, 1996, 42(3): 429-445.

李 颖: 女, 1978 年生, 博士生, 研究方向为通信信号处理.

王 欣: 男, 1980 年生, 博士生, 研究方向为通信信号处理.

张晓瀛: 女, 1980 年生, 博士生, 研究方向为通信信号处理.

魏急波: 男, 1967 年生, 教授, 研究方向为通信信号处理与通信网络.