第 29 卷 第 4 期
2006 年 4 月
计 算 机 学 报
CHINESE JOURNAL OF COMPUTERS
Vol. 29 No. 4
Apr. 2006

BI-STCM-ID 系统的标识映射设计及性能分析

宫丰奎 葛建华 李兵兵
(西安电子科技大学 ISN 国家重点实验室 西安 710071)

摘 要 重点研究了对比特交织空时编码及迭代译码系统(BI-STCM-ID)性能影响较大的标识映射方法,提出了给定区间最佳映射(DRO)的设计方法以及自适应标识映射集的思想.通过对各种映射方法特征参数及渐进 BER 性能限的分析,得出了瑞利衰落信道环境下决定 BICM-ID 以及 BI-STCM-ID 系统性能的关键参数,进而给出了标识映射设计的参考准则.

关键词 比特交织空时编码调制;迭代译码;标识映射;自适应标识
中图法分类号 TN911

Design and Analysis of Labeling Map Methods for BI-STCM-ID System

GONG Feng-Kui GE Jian-Hua LI Bing-Bing
(*State Key Laboratory on Integrated Service Networks, Xidian University, Xi'an* 710071)

Abstract Bit-Interleaved Space-Time Coded Modulation with Iterative Decoding (BI-STCM-ID) has been considered as an attractive approach due to its significant performance improvement and high data rate, whereas relatively low decoding complexity. The labeling maps are studied as one of the crucial design parameters to achieve a high coding gain over the iterations. A defined region optimum symbol mapper (DRO) and adaptive labeling method are proposed in this paper. By analysis of Error Free Bound (EF Bound) and Character parameters of various labeling maps, key parameters are illustrated, which determine BER performance of BICM-ID and BI-STCM-ID. Design rules on the labeling maps are also presented in this paper.

Keywords bit-interleaved space-time coded modulation; iterative decoding; labeling map; adaptive labeling

1 引 言

新一代蜂窝移动通信系统无线传输链路技术是目前国内外移动通信研究的热点课题.提高频谱利用率,研究适合无线衰落信道环境下的编码调制方式是其必须解决的技术难点.其中,比特交织编码调制及其迭代译码系统(BICM-ID)[1~10]由于其优良的性能、较低的实现复杂度等方面的优势,越来越引起人们的关注.BICM-ID 可以适用于瑞利信道及高斯信道,性能优于 BICM 及格形编码调制(TCM)方案,并接近 Turbo TCM.而且,作为一种带宽有效的编码技术,BICM 是通过把传统的二进制纠错码和一组独立的比特交织器连接起来以增加分集级数,包括二进制纠错编码、比特交织以及高阶调制的串联,其低复杂度上的优势是显而易见的.Zehavi[1],Caire[2]等最早提出了 BICM 结构并对性能限进行了分析;Li 等提出了 BICM 的迭代译码结构[3],即

收稿日期:2004-11-11;修改稿收到日期:2005-12-12.本课题得到国家自然科学基金重大项目(60496316)资助.宫丰奎,男,1979 年生,博士研究生,助教,主要研究方向为无线移动通信系统物理层关键技术.E-mail:fkgong@163.com.葛建华,男,1961 年生,教授,博士生导师,主要研究领域为数字视频广播、无线通信、密码学等.李兵兵,男,博士,教授,主要研究领域为数字通信及图像信号处理.

BICM-ID. 对于 BICM-ID 系统,星座信号的不同标识映射方法对其性能影响较大,因此对它的研究具有很大的理论价值和应用价值. 如首轮迭代性能最佳的格雷映射方法(Gray)[2~4];Chindapol 等[4]在调和中值准则下,得出了衰落信道环境 16QAM 星座的较优的修正分集标识(Modified Set-Partitioning,MSP);Tan 等[5]通过最大化映射的最小欧式平方重量,提出了一种最大欧式平方重量映射(Maximum Squared Euclidean Weight,MSEW),并且进一步提出了结合 MSEW 映射和格雷映射的跳变思想[6],但这种方法无疑增加了接收机解映射算法的复杂度,并且也不满足最佳映射;Gorokhov 等[7]根据有效自由距离准则提出了 EFD 标识(Effect Free Distance);Schreckenbach[8] 提出通过 BSA 算法(Binary Switching Algorithm)寻找最优的标识. 代价函数基于互信息量或者错误概率,得到的标识具有很低的错误平层,因此该算法优于其它方法. 但代价函数也决定了其不宜用于设计适合低信噪比的标识方法;Muhammad 等[9]提出了联合优化信号星座以及比特标识,但所得的优化星座都为不规则的,国内的研究极少. 刘林南等[10]基于最小欧式距离平方的调和中值和最近欧式距离的平均汉明距离提出了一种混合标识(mixed mapping).

另一方面,随着多输入多输出天线技术(Multiple Input Multiple Output,MIMO)应用的兴起[11],出现了 BICM-ID 和 MIMO 结合的 BI-STCM-ID 系统(Bit-Interleaved Space-Time Coded Modulation with Iterative Decoding)[12~16]. 该系统很好地结合了 BICM-ID 技术和 MIMO 技术的优势,在空时编码的作用下,系统以不高的实现复杂度,就可以实现侧重数据率(采用 V-BLAST 空时编码)或者侧重性能(采用空时块码等)的不同设计,大大提高了频谱利用率. Huang 等对该系统的性能限进行了研究[12];Zhao 等研究了该系统的容量问题[13];与这种系统符号映射设计相关的研究也取得了相当进展,如 Zhao 等比较了几种不同标识的性能[14];Hong 等[15]通过对推出的错误门限的分析得出迭代时应采用 SP 映射而不是 Gray 映射的结论;Huang 等基于 p 阶调和中值来设计 BI-STCM-ID 系统的 16QAM 星座标识,并对其最优星座标识问题进行了研究[16].

可见,这些方法大都是基于已知映射或者从某一方面设计映射方式,只适用于一定的条件,而且分析也不十分全面. 目前仍然没有一种公认的最佳映射方法. 本文基于 BICM-ID 及 BI-STCM-ID 系统,重点研究其中对 BI-STCM-ID 性能影响较大的信号标识映射方法. 我们在已有研究的基础上,提出定义区间最佳(DRO)的映射设计思想,扩展搜索最佳的代价函数,并对 DRO 映射以及其它众多映射进行特征参数、渐进性能方面的分析. 一方面通过对特征参数以及性能限的研究,从理论上说明 DRO 映射的优势以及不足,并分析影响系统性能的关键因素,另一方面利用计算机仿真结果以及外部信息交换图(EXIT 或 DID/NOMI 图[17])进一步验证本文结论. 文章同时提出一种可以以很小的代价获得接近全信噪比区间最佳的自适应标识映射算法,并给出具体实例.

本文第 2 节简要分析 BICM-ID 以及 BI-STCM-ID 系统的实现原理;第 3 节提出一种 DRO 映射设计思路以及自适应标识映射算法;第 4 节从特征参数以及理论性能门限方面对各种映射方法进行性能分析,并讨论两者之间的关系;第 5 节给出计算机仿真结果以及自适应标识算法的实例;最后总结全文.

2 BI-STCM-ID 系统概述

BICM 方案中,由于比特交织引起比特置换,因此它的最大似然译码需要将解调部分和卷积译码相结合,这在实际中难以实现. Zehavi[1] 提出了一种次佳的译码方法. 该译码方法分为两个独立的步骤:比特矩阵生成和针对卷积码的维特比译码. 对 8PSK 而言,每个接收的信号需要计算 6 个比特矩阵($m_i \times m_b = 3 \times 2, i = 1,2,3; b = 0,1$; m_i, m_b 分别是 i, b 的可能取值数). 这就是一般的无迭代译码. 为了充分利用比特交织的优势,可以采用迭代译码方法增加码的欧式距离,提高译码性能,以克服 BICM 在 AWGN 信道下的缺点,从而使得 BICM-ID 成为一种可以适用于瑞利信道及高斯信道的方案. 在硬判决前,BICM 译码器反馈其输出矩阵到解调器的输入端数次. 比较简单的迭代译码方法就是 Li 等[3]提出的硬判决反馈迭代译码. 很明显,无反馈的译码方法由于没有利用后验信息,性能应较反馈译码方法差,而硬判决反馈的方法虽然复杂度低,但由于反馈误差的存在会导致一定的性能损失. 为了减少性能损失,可以采用软判决反馈迭代译码,使得在复杂度增加不大的情况下性能得到较大的提高. 整个 BI-STCM-ID 系统如图 1 所示.

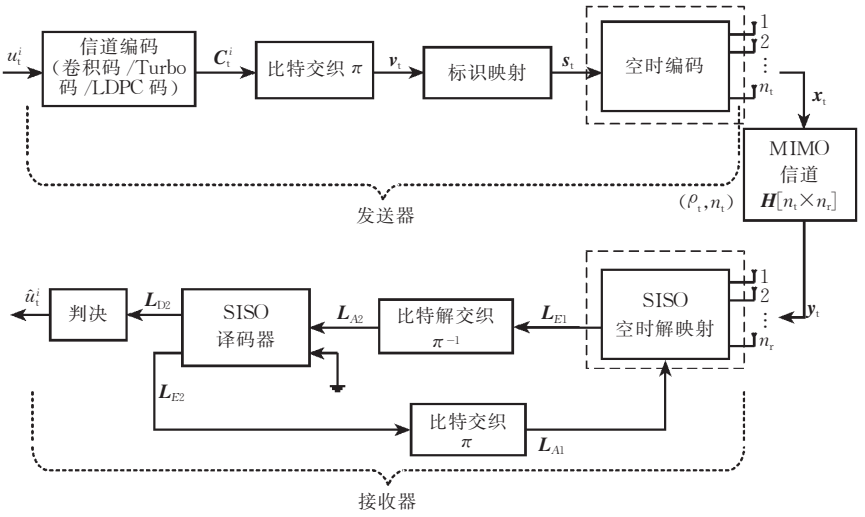


图 1　BI-STCM-ID 系统实现结构

本文使用的符号定义如下：

m 表示调制符号比特数(如 $m=3$ 对应 8PSK，$m=4$ 对应 16QAM 等)；

χ,μ 表示星座信号矢量集合，一映射准则；

n_t,ρ_t 表示信道噪声参数，信道衰落参数；

$\boldsymbol{s}_t,\boldsymbol{x}_t,\boldsymbol{y}_t$ 分别表示 N_t 个星座符号组成的符号矢量，$N_t\times 1$ 发送帧矢量，$N_r\times 1$ 接收帧矢量，于是 $\boldsymbol{y}_t=\boldsymbol{\rho}_t\boldsymbol{x}_t+\boldsymbol{n}_t$(矢量表示)或 $\boldsymbol{Y}_t=\boldsymbol{H}_t\boldsymbol{X}_t+\boldsymbol{W}_t$(矩阵表示)；

$\chi(i,b)$ 或 χ_b^i 表示第 i 比特为 b 的信号矢量集合，$\chi(i,b)=\{\mu([v^1,v^2,\cdots,v^K])\mid v^i=b\}$，该集合含有 2^{K-1} 个矢量；

$\chi(i,b|l)$ 表示已知 l 比特时第 i 比特为 b 的信号矢量集合，对应个数为 2^{K-l-1} 个；

$v^j(\boldsymbol{x}_t)$ 表示 $\boldsymbol{x}_t$ 的映射标识矢量的第 j 比特；

N_t,N_r 表示发射天线数，接收天线数；

其中 $i,j=1,2,\cdots,K$，$K=m\times N_t$，$b=0,1$.

BI-STCM 过程描述如下：

经信道编码后的连续比特流 $\boldsymbol{c}_t$ 经过交织器置换为 $\boldsymbol{v}_t$，每 K 个比特通过式

$$\boldsymbol{s}_t=[\mu(v_t^1,v_t^2,\cdots,v_t^m),\mu(v_t^{m+1},\cdots,v_t^{2m}),\cdots,\mu(v_t^{(N_t-1)m+1},\cdots,v_t^K)] \tag{1}$$

映射为 N_t 个星座符号，再经空时编码调制从天线发射. 本文假设采用 V-BLAST 空时复用码[12]，当发射天线数为 1 时，系统等效为一般的 BICM 调制方案. 系统的频谱利用率为 $R=R_c\times m\times N_t$ bit/s/Hz，$R_c=k_c/n_c$ 为信道编码码率，假定总发射功率 $E_s=1$，则每信息比特能量为 $E_b=1/R$.

ID 过程描述如下：

1. SISO 空时解映射. 解调器根据接收信号 $\boldsymbol{y}_t$ 以及先验对数似然比(LLR)信息 $\boldsymbol{L}_{A1}=[L_{A,1}(v_0),L_{A,1}(v_1),\cdots,L_{A,1}(v_{K-1})]$ 通过式

$$\boldsymbol{L}_{E1}(v_k\mid y)=\ln\frac{\sum\limits_{v\in\chi(k,1)}P(y|\mu(v))\cdot\exp\sum\limits_{\substack{j=1\\ j\neq k;\,v_j=1}}^{K}L_{A,1}(v_j)}{\sum\limits_{v\in\chi(k,0)}P(y|\mu(v))\cdot\exp\sum\limits_{\substack{j=1\\ j\neq k;\,v_j=1}}^{K}L_{A,1}(v_j)} \tag{2}$$

得到 SISO 解映射器的 LLR 信息①，其中 $\boldsymbol{L}_{A1}$ 开始未知，因此假设它等概分布(恒为 0)，迭代开始后取值第 5 步；

2. 解交织. 通过比特解交织器，$\boldsymbol{L}_{A2}=\pi^{-1}(\boldsymbol{L}_{E1})$，得到编码比特的先验 LLR；

3. SISO 译码. 采用软输入软输出(SISO)模型的译码器生成编码比特及信息比特的后验 LLR，即 $\boldsymbol{L}_{E2}$ 和 $\boldsymbol{L}_{D2}$；

4. 反馈交织. 编码比特后验 LLR 信息 $\boldsymbol{L}_{E2}$ 经比特交织反馈，作为解调器的先验 LLR，即 $\boldsymbol{L}_{A1}=\pi(\boldsymbol{L}_{E2})$；

5. 迭代. 返回第 1 步，解调器根据反馈的先验 $\boldsymbol{L}_{A1}$ 重新计算式(2)，从而构成整个迭代解调译码过程.

最后，当 n 次迭代完成后，对后验信息比特 LLR 信息 $\boldsymbol{L}_{D2}$ 硬判决得到恢复的信息比特.

3　定义区间最佳的映射及自适应标识映射

图 1 所示的整个系统中，考虑采用 V-BLAST 空时复用编码以获得高谱效率，比特交织器、符号映射方式以及调制星座的选择都会影响迭代译码的性能，其中的标识映射部分，实现复杂度虽然很低，但却是决定系统迭代译码性能的一个关键因素. 标识映射的设计方法，也是当前通信领域内的一个研究热点.

① 式(2)利用了最大后验概率准则(Maximum A Posteriori, MAP).

通过分析引言中提到的众多标识映射方法，我们认为主要可以从两个方面改进设计：

(1)由于迭代译码的因素，很难有一种映射在任何情况下都佳，但是，大多数通信系统的信道环境都有一定的变化范围，我们可以考虑设计出在给定噪声区间以及复杂度要求下的最佳映射，即定义区间最佳映射(Defined Region Optimum，DRO)；

(2)若系统信道变化范围较大，考虑采用增加一个需要很少信息的反馈信道，根据接收端估计信噪比自适应选择信号标识. 信号标识集合根据不同的DRO区间给出.

定义区间最佳映射实现的基本原理是设计某一映射使得其在一定条件下，根据定义的代价函数计算的代价最小且其特征参数值较优. 具体实现时，若利用计算机穷搜索该最佳映射，对每一个代价函数，完成一次搜索需要计算代价函数 $2^m!$ 次并作相同次数的比较，这在星座图较大时(16QAM，$2^4!>2\times10^{13}$)，几乎是无法实现的. 因此我们基于BSA算法[8]改进了其中的代价函数，使其更适用于搜索定义区间的最佳映射. 这样，多天线系统下，基于成对错误概率(Pairwise Error Probability，PEP)的代价函数为

$$D=\sum_{l=0}^{m-1}\lambda_l D_l \tag{3}$$

信道为瑞利衰落信道时，

$$D_l=\frac{1}{m2^m}\sum_{i=1}^{m}\sum_{b=0}^{1}\sum_{s_k\in\chi(i,b)}\sum_{\hat{s}_k\in\chi(i,\bar{b}|l)}(|s_k-\hat{s}_k|^2)^{-p},$$

这里，m 表示符号比特数；l 表征先验信息量，取值为$0\sim m-1$，即为已知比特数. 特殊情况下l为0时，表示无先验信息，l 为 $m-1$ 时，表示已知完全先验信息. λ_l表示相应的加权系数，根据不同的通信系统要求而取值不同. 为保证代价函数的统一性，本文假设系数之和总为1. 单天线系统下，$p=1$，而采用空时复用码的2发2收MIMO系统 $p=2$. 可见，DRO方法的主要改进就在于利用了各种不确定性先验信息.

根据代价函数的定义可以得出这样的结论：若系数设为[1 0 0 …]，则搜索得到的映射应当为格雷映射或者准格雷映射；若已知先验信息占的比重越大，则得到的映射的渐进性能越好，而陡降出现的相对越晚. 根据BSA算法或者RTS算法[16]搜索的最佳标识不是唯一的，这里要注意：当两种或者多种映射的代价计算都为最小时，可以根据下文介绍的其它特征参数加以取舍.

这种方法虽然有一定的优势，但存在一定的缺陷，即无论采用什么系数组合，搜索得到的最佳映射都只是适用于一定范围，即在一段信噪比区间内最佳. 我们在本文中仅利用其极端情况，即系数为[0 … 0 1]. 本文图2中的DRO映射即为在单天线系统下按该组系数设计得到的. 为了获得全局最佳，作者提出了自适应信号标识集合的简单思路，即定义一个标识映射集合. 该集合内的所有标识的最佳适合区间不重合. 接收端估计信道信噪比，并根据该值选择合适的标识，反馈给发射机以及软解调部分，从而获得近于全局的最佳. 这种自适应算法仅仅增加了一个反馈信息量很少的反馈信道，根据式(2)，接收端的迭代解调译码算法复杂度几乎没有增加. 具体实现参见第5节例3.

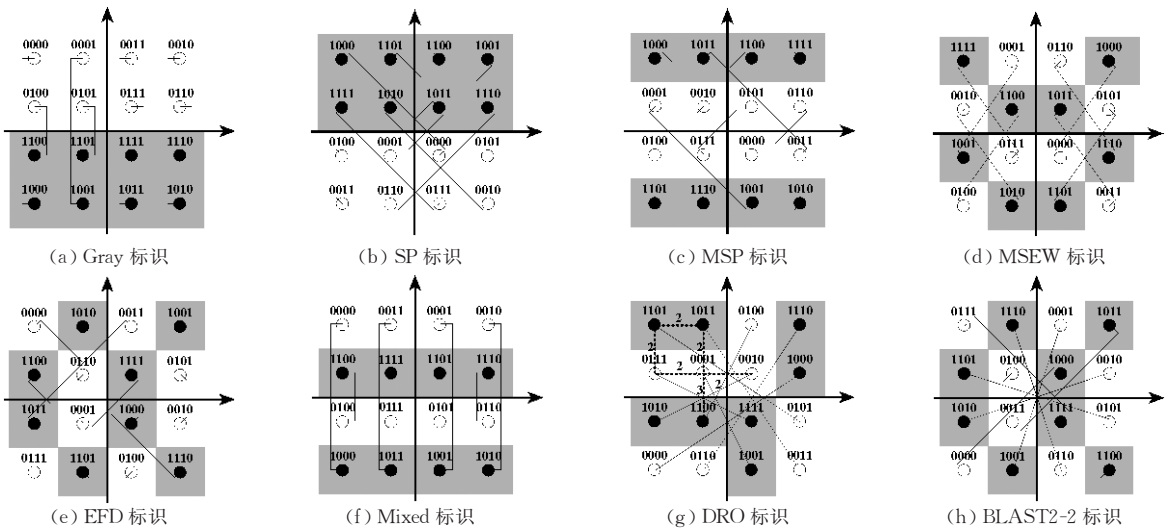


图2 不同映射标识的星座图比较

4　标识映射方法分析

4.1　基于特征参数的标识映射方法分析

对采用单天线的 BICM-ID 系统，已知的标识映射设计准则或者特征参数有调和中值、均方欧式重量、有效自由距等等.

反馈前后的最小欧式距离的调和中值（d_{h1}，d_{h2}）[2] 定义为

$$d_{h1}=d_h^2(\mu)=\left(\frac{1}{m2^m}\sum_{i=1}^{m}\sum_{b=0}^{1}\sum_{x\in\chi_b^i}1\Big/\|x-\hat{z}\|^2\right)^{-1} \quad (4)$$

$$d_{h2}=\tilde{d}_h^2(\mu)=\left(\frac{1}{m2^m}\sum_{i=1}^{m}\sum_{b=0}^{1}\sum_{x\in\chi_b^i}1\Big/\|x-\tilde{z}\|^2\right)^{-1} \quad (5)$$

其中 $\hat{z}=\hat{z}(x)\in\chi_{\bar{b}}^i$ 表示 x 的最近邻点；$\tilde{z}=\tilde{z}(x)\in\chi_{\bar{b}}^i$ 表示标识与 x 仅第 i 比特不同的符号，参见图 2 所示的符号对. 调和中值 d_{h1} 与判决域（见图 2）间的平均欧式距离有直接关系，反映了信号子集间的欧式距离大小.

反馈增益（G_h）[2] 定义为反馈后与反馈前的最小欧式距离的调和中值比值的对数，

$$G_h=10\log_{10}d_{h2}/d_{h1}.$$

最小均方欧式重量（W_{mse}）定义为汉明重量为 1 的输入序列的最小均方距离. 满足使最小均方欧式重量最大的映射器称为最大均方欧式重量映射（Maximum Squared Euclidean Weight，MSEW）[5,6].

平均近邻汉明距（D_{av}）定义为若 α 为符号间的最小欧式距离，$S_D(x,\alpha)$ 为与符号 x 相距 α 的所有标识的汉明距离之和，则 D_{av} 为与符号相距 α 的所有标识的平均汉明距离（图 2(g)），即符号最近邻的平均汉明距离：

$$D_{av}=\frac{1}{(m-1)2^m}\sum_{i=1}^{m}\sum_{b=0}^{1}\sum_{x\in\chi_b^i}S_D(x,\alpha) \quad (6)$$

有效自由距（D_e，EFD）的定义：D_e 为符号标识间仅一个比特不同的最小欧式距离，D_e 也称作给定对的有效自由距离. 可见，有效自由距和最小均方欧式重量表示的意义相同，且 α 为 D_e 的下限. EFD 最大的基础上使 D_{av} 最小的映射称为 EFD 映射[7]. 若 D_e 较大，调和中值 d_{h2} 一般也较大.

有效自由距向量（$\boldsymbol{V}_{D_e}$）定义为各比特的有效自由距离 D_{ei} 组成的向量，

$$\boldsymbol{V}_{D_e}=\{D_{ei},i=1,2,\cdots,m\},D_e=\min(\boldsymbol{V}_{D_e}).$$

对于多天线系统，前文定义的各种准则不能准确指示标识映射的优劣，此时，根据（$-p$）次幂的渐进编码增益[16] 为准则得到的信号标识更为有效.

（$-p$）次幂调和中值（$d_w(p)$）（对一星座以及相应的标识）定义为

$$d_w(p)=\left(\frac{1}{m2^m}\sum_{i=1}^{m}\sum_{b=0}^{1}\sum_{x\in\chi_b^i}(\|x-\tilde{z}\|^2)^{-p}\right)^{-\frac{1}{p}} \quad (7)$$

上式 $p=1$ 时，简化为一般的反馈后调和中值 d_{h2}. 采用 2×2 天线，V-BLAST 复用码时的分集阶数 $p=2$，代入式（7）后搜索得到一种最佳标识映射，本文称为 BLAST2-2 标识[16].

表 1 是根据本节定义计算的各种映射方式的特征参数值，相应的子集划分图示例（含判决域、近邻汉明距及符号对示意）如图 2 所示. 从表 1 可以发现几个重要特点：(1) Gray 标识的调和中值 d_{h1} 最大，而 d_{h2} 却最小，其反馈增益也最小. Gray 标识不适合于迭代译码；(2) DRO/BLAST2-2 标识的 d_{h2} 最大，大于已知标识方法中具有最大 d_{h2} 的 EFD 标识，而其 d_{h1} 却仍然与之相等，因此也有最大的反馈增益；(3) MSEW，EFD，DRO，BLAST2-2 标识的有效自由距 D_e 以及最大均方欧式重量都最大且相等，其中后三种标识的有效自由距向量相同；(4) Gray 标识的平均近邻汉明距最小，而 MSEW 标识拥有最大的近邻汉明距，SP，DRO，BLAST2-2 标识其次；(5) Mixed 标识没有表现大的反馈增益，但 $D_e(W_{mse})$ 最小，等于 Gray 标识. 近邻汉明距较小（1.667），仅次于 Gray 标识. 我们知道，标识映射设计应当使得近邻汉明距尽量小，因为近邻汉明距如果太大，就会

表 1　各种标识映射方法的特征参数及应用准则比较

	d_{h1}	d_{h2}	G_h	$D_e(W_{mse})$	D_{av}	$\boldsymbol{V}_{D_e}$	$d_w(p=2)$
Gray	0.4923	0.5143	0.190	0.40(α)	1.000	(0.4　0.4　0.4　0.4)	0.4609
SP	0.4414	1.1184	4.038	0.40(α)	2.333	(3.2　1.6　0.8　0.4)	0.8758
MSP	0.4197	2.2781	7.347	0.80(2α)	2.167	(3.2　1.6　0.8　2.0)	1.9440
MSEW	0.4000	2.3636	7.715	2.00(5α)	3.000	(2.0　2.0　2.0　2.0)	2.2545
Mixed	0.4000	0.9931	3.949	0.40(α)	1.667	(0.4　1.6　0.4　1.6)	0.7501
EFD	0.4197	2.6581	8.017	2.00(5α)	2.167	(3.2　2.0　2.0　2.0)	2.5105
DRO	0.4197	2.7145	8.108	2.00(5α)	2.333	(2.0　2.0　3.2　2.0)	2.5460
BLAST2-2	0.4197	2.7145	8.108	2.00(5α)	2.333	(3.2　2.0　2.0　2.0)	2.5460

注：表中数据根据信号集平均功率为 1、16QAM 映射得出，DRO 映射根据系数[0　0　0　1]得出.

导致相邻信号间(其欧式距离最小)的汉明距离大,这样在迭代译码时,不利于大的自由汉明距离向大的自由欧式距离的转换,而太小的欧式距离不易抵抗噪声,从而影响系统的迭代性能.文献[10]提出近邻汉明距应小于 2,有一定的参考性.从这一方面讲,Mixed 标识占有优势,比较适合信道环境较差的情况.而 MSEW,DRO,BLAST2-2 等标识方法存在不足,导致它们在低信噪比时迭代性能改善很小;(6)DRO 映射和 BLAST2-2 映射的各种参数值相同,且 d_w 最大,在 2 发 2 收 V-BLAST 天线系统中体现了最优的渐进性能,这也说明在单天线系统中设计的标识映射在多天线系统中仍然可能表现最佳,同时说明按照某一准则搜索的最佳标识不是唯一的,我们将在计算机仿真一节中进一步说明两者的异同点.

4.2 Rayleigh 衰落信道下 BI-STCM-ID 性能限分析

BICM-ID 的首轮渐进迭代性能限以及 BICM-ID 的渐进错误平层限为[2,4]

$$\log_{10} P_b \approx \frac{-d_f}{10}\left[(Rd_{\mathrm{h}}^2(\mu))_{\mathrm{dB}} + \left(\frac{E_b}{N_o}\right)_{\mathrm{dB}}\right] + const \tag{8}$$

$$\log_{10} P_b \approx \frac{-d_f}{10}\left[(R\tilde{d}_{\mathrm{h}}^2(\mu))_{\mathrm{dB}} + \left(\frac{E_b}{N_o}\right)_{\mathrm{dB}}\right] + const \tag{9}$$

而结合 MIMO 以及空时编码的 BI-STCM-ID 的系统的渐进 BER 性能为[16]

$$\log_{10} P_b \approx \frac{-\tilde{r}N_{\mathrm{r}}d_f}{10}\left[(R\Omega^2)_{\mathrm{dB}} + \left(\frac{E_b}{N_o}\right)_{\mathrm{dB}}\right] + const \tag{10}$$

$$\Omega^2(N_{\mathrm{r}}) = \left[\frac{1}{K2^K}\sum_{k=1}^{K}\sum_{b=0}^{1}\sum_{X\in\chi_b^k}\left(\prod_{i=1}^{\tilde{r}}\tilde{\lambda}_i\right)^{-N_{\mathrm{r}}}\right]^{-\frac{1}{\tilde{r}N_{\mathrm{r}}}} \tag{11}$$

其中 P_b,d_f,R 分别表示误比特概率、码字最小汉明距离及谱效率,$const$ 表示某一常数项①.$\tilde{\lambda}$,$\tilde{r}$ 分别是矩阵 $\tilde{\boldsymbol{A}}=(\boldsymbol{X}-\tilde{\boldsymbol{Z}})^*(\boldsymbol{X}-\tilde{\boldsymbol{Z}})$ 的非零特征值和秩.对采用 V-BLAST 复用空时码的 BI-STCM-ID 系统,最大化式(11)等价于选择信号标识最大化式(7)的 $d_{\mathrm{w}}(N_{\mathrm{r}})$.注意式(8)~(10)是在信噪比较高的前提下推导的,因此仅适用作信噪比较高时系统的性能限.

分析可见,上式都形同基本函数 $y=a(x+b)+c$,这里的 a,b,c 为常数,即总信息率 R 一定,E_b/N_o 较大时,对数坐标系中的 BER 曲线形状近似于一条直线,p 阶调和中值决定渐进曲线水平偏移量(对单天线 BICM-ID,$p=1$),迭代译码的作用就是增加渐进曲线的左移量,而形状没有变化.若卷积编码、收发天线数以及空时编码方式确定,p 阶调和中值将决定 Rayleigh 信道下 BICM-ID 系统的渐进性能,因此为了取得最大的迭代译码增益,标识映射 μ 的设计应使得 p 阶调和中值最大.

结合前节特点(1)、(2)计算的特征参数值,Gray 标识对迭代反馈系统性能几乎没有改善,而 DRO 标识和 BLAST2-2 有着最大的 d_{h2} 和 d_{w}(分别为 2.7145,2.5460)以及不是很小的 d_{h1}(约 0.4197),因此,在瑞利衰落信道环境下,对应 BICM-ID 以及 BI-STCM-ID 系统的错误平层应很低,而且收敛所需的迭代次数也应较少.这里应注意,即使总信息率、映射设计准则相同,采用不同的调制方式时的性能限也不同.如单天线时,采用 1/2 码率、16QAM 调制和 2/3 码率、8PSK 调制的信息率都为 2,但由于不同调制方式计算的调和中值不同,如 Gray([0 1 3 2 6 7 5 4])、SP([0 1 2 3 4 5 6 7])、MSP([0 1 2 7 4 5 6 3])、MSEW([0 7 4 3 6 1 2 5])、DRO([0 5 2 7 4 1 6 3])映射在采用后者方案时的值分别为 0.8093,1.2209,1.7143,2.3204,2.8766,因此渐进性能曲线也不同.从另一方面讲,低码率与大星座调制的结合虽然增大了分集级数,但由于信号间的最小欧式距离减小,因此并不一定会降低误比特率.

5 计算机仿真

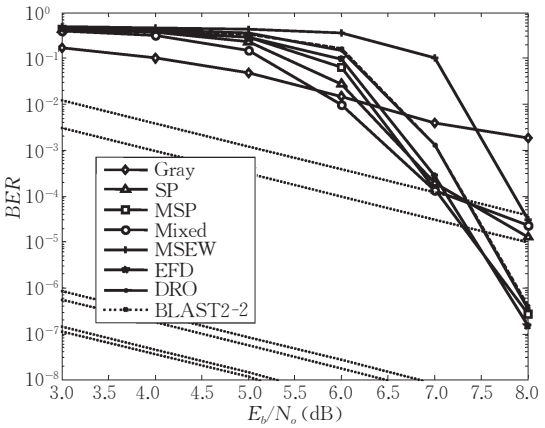
上文通过从特征参数以及渐进性能限两方面对 BI-STCM-ID/BICM-ID 系统的分析说明,本文设计的映射方法在 Rayleigh 信道下具有较低的错误平层,并且有不差的首轮性能(较高信噪比时).实际在评价系统性能时,不但要考虑其错误平层,还要考虑其陡降点以及迭代次数,陡降出现越早,系统的低信噪比下性能越好,迭代次数越少,系统的实现复杂度越低(延迟越小).本节通过计算机 BER 仿真以及 DID/NOMI 图仿真[17],进一步说明不同映射下,各种特征参数对系统错误平层、陡降点及迭代次数等的影响;比较 DRO 标识和 BLAST2-2 标识的差异;举例说明自适应标识映射算法.BI-STCM-ID 系统设置以及仿真环境如表 2 所示.

① 根据 Tee 等对 BICM 渐进性能的分析[18],可以设置式(8),(9)中的 $const$ 项值为 $d\log_{10}4$.

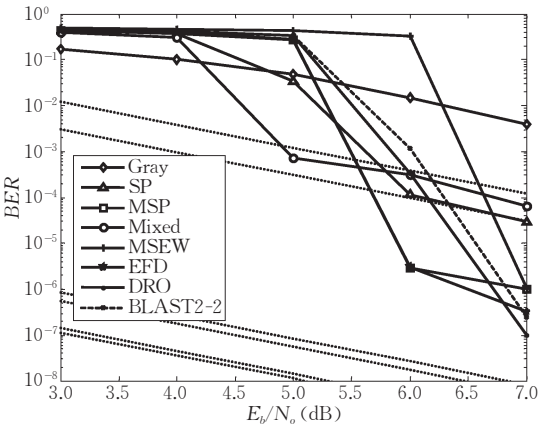
表 2　仿真环境设置

	例 1 参数	例 2 参数
纠错编码方法	$G=[23\ 35]$的 16 状态卷积码	$G=[7\ 5]$的 4 状态卷积码
码率	1/2	1/2
收发天线数	1	2
交织器类型	随机交织器	随机交织器
交织器长度	16384	16384
调制类型	16QAM	16QAM
信道类型	Rayleigh 信道(已知 CSI)	Rayleigh 信道(已知 CSI)
SISO 解映射算法	MAX-LOG-MAP 算法	列表球状译码算法(LSD)[19]
卷积译码方法	基于 MAX-LOG-MAP	基于 MAX-LOG-MAP
程序终止准则	仿真比特数$>10^6$ & 错误比特数>10	仿真比特数$>10^6$ & 错误比特数>10

例 1.　设计迭代仿真系统以研究各种映射方法的性能差异，说明特征参数对迭代性能的影响，系统经 3 次及 8 次迭代后的仿真结果分别如图 3(a)，(b)所示，图中虚线表示根据式(12)得到的渐进性能限.



(a) 3 次迭代结果



(b) 8 次迭代结果

图 3　不同映射标识的 BER 性能比较

结论：(1)调和中值以及反馈增益是决定渐进性能的主要参数. Gray 标识的 d_{h1} 最大，而 d_{h2} 却最小，因此无迭代的 BICM 译码时性能最好，但迭代反馈时性能增益却很小. 故低信噪比下应选择不迭代 Gray 标识. 偏差增益表示迭代时系统的渐进性能改善，d_{h2} 相对越大，渐进偏差增益也就越大，代价就是可能引起首轮性能下降. 这条结论在许多文献中已经得到，这里需要说明的是，根据仿真结果分析我们认为，反馈增益由于含有 d_{h1}，d_{h2} 两者的作用，因此更能反映迭代译码性能，如 DRO，EFD，MSEW 等映射，其反馈增益都很大，虽然其 d_{h1} 不是最小，但首轮迭代性能仍然较差，导致上述映射方法在陡降前的性能较差. 我们希望标识映射在拥有足够大的 d_{h1} 的基础上可以最大化 d_{h2}，这样就可以使得反馈迭代译码器经过很少的迭代就可以达到理想性能. (2)近邻汉明距在低信噪比信道下起主导作用. Gray 标识在低信噪比下性能最优，和其拥有最小的近邻汉明距有关. 还有特点比较鲜明的 Mixed 标识，虽然它没有表现大的反馈增益，但由于其仅有 1 比特反馈影响译码结果，因此混合标识能较好地抵抗反馈误差. 仿真结果也可以看出，在信噪比较小时，混合映射占有一定的优势. 特别是当其迭代次数较高时(8 次迭代)，尤其适合低信噪比信道，这与我们的理论分析(特性(5))非常符合. 这也提醒我们，在考虑低信噪比环境的映射设计中，近邻汉明距是一个重要参数. 本文 MSEW，DRO，BLAST2-2 等映射方法都存在近邻汉明距过大的缺点，这也使得它们在低信噪比时性能较差. (3)陡降和渐进错误平层受迭代次数影响，同时两者相互作用，一般陡降出现越早，错误平层越高，反之亦然. 图 3 还表明，迭代次数越高，陡降出现得越早，也就越适合低信噪比信道，但迭代次数达到一定时，系统性能改善将变小. (4)单天线系统下的 BLAST2-2 标识和 DRO 标识相比，迭代次数较少时性能近似相同，较高迭代次数时 DRO 时要略优于前者. (5)根据曲线走势有理由推断在较高信噪比下近邻汉明距的决定优先级要高于反馈增益①，近邻汉明距越高，陡降一般下降较快，较高信噪比区间性能就较优，这点可以观察 MSEW 标识性能曲线.

例 2.　设计迭代仿真系统以研究按收发天线

① 受运算能力所限，误比特率很低的情况下($<10^{-7}$)时，仅靠计算机仿真结果不准确，我们将在以后利用硬件平台(FPGA)来进一步验证.

为 2 设计的 BLAST2-2 标识和本文按收发天线为 1 设计的 DRO 映射方法在 2×2MIMO 系统中的迭代性能，用以比较两种映射. 为了减少多天线系统 BER 曲线仿真过高的复杂度，本文利用 DID 图[17]代替 BER 曲线图，系统经 1～7 次迭代后的仿真结果如图 4 所示.

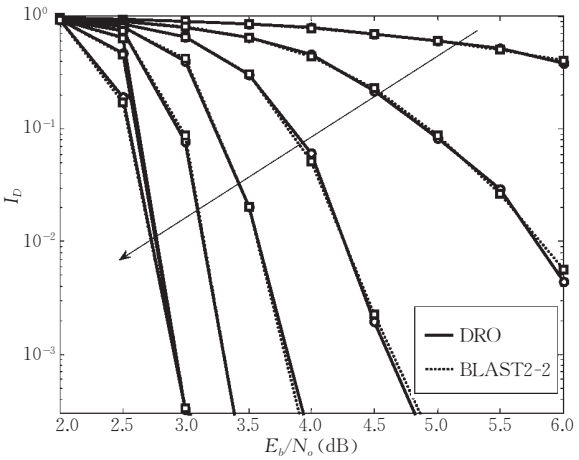


图 4 2×2 BI-STCM-ID 系统 DRO 标识与 BLAST2-2 标识 DID 图性能比较

结论：由于 DRO 映射是根据参数$[\lambda_1\ \lambda_2\ \lambda_3\ \lambda_4]=[0\ \ 0\ \ 0\ \ 1]$的准则设计的，表示已知全部先验信息，参数计算可见其反馈增益最大，因此在较高信噪比的 Rayleigh 信道下，应当有很好的迭代性能以及渐进性能. 而文献[16]的 BLAST2-2 标识是根据 p 阶调和中值最优准则得到，也应具有最好的渐进性能. 表 1 的特征参数结果表明两种标识在单天线以及 2×2 多天线系统中所有参数值相同，那么是否两者在单天线和多天线系统中的性能也完全一样呢？本例用仿真图说明这个问题. 考虑到计算机仿真误差，图 3 表明单天线系统，低信噪比下两者 BER 性能几乎完全相同，较高信噪比时 DRO 映射要略优于例 1 的结论(4)，而 2×2 MIMO 系统中两者的性能可以通过图 4 说明. 由于 DID 图和 BER 图在中低信噪比有相同的特性，因此可以利用实现复杂度低的多的 DID 图分析代替 BER 图仿真. 图 4 两种映射曲线近似重合，意指两种映射有着几乎相同的性能. 因此说明本文在单天线系统下设计的 DRO 映射仍可适用于 2 发 2 收复用分集为 2 的多天线系统，并保持非常好的性能.

例 3. 利用本文第 3 节自适应标识映射的思想，选择映射集合，给出一种较优的结合策略，使得系统性能在整个信噪比区间上都接近最佳.

我们采用计算复杂度很低的 DID 图以及 NOMI 图比较不同映射的性能. 图 5，6 给出了不同标识方法的 DID 图及 NOMI 图①，用以寻找交点切换标识. 这里定义标识映射集 $\mu=\{\mu_i, i=1,2,3\}$，分别对应 Gray 映射、Mixed 映射以及 MSP 映射(SP 映射区间优势不明显，因此不采用).

若设计通信系统要求最大迭代次数为 3，根据图 5 所示的 DID 图，得到信噪比切换矢量为 $\boldsymbol{V}_{\mathrm{snr}}=\{S_i, i=1,2\}\approx\{5.7\mathrm{dB}, 6.8\mathrm{dB}\}$；

若设计系统要求性能最佳，则根据图 6 所示的 NOMI 图，得到信噪比切换矢量为 $\boldsymbol{V}_{\mathrm{snr}}=\{S_i, i=1,2\}\approx\{4.1\mathrm{dB}, 5.2\mathrm{dB}\}$；

接收端估计信噪比 $\hat{S}$，若 $\hat{S}<S_1$，选择 μ_1；若 $S_1\leq\hat{S}<S_2$，则选择 μ_2；若 $\hat{S}\geq S_2$，则选择 μ_3.

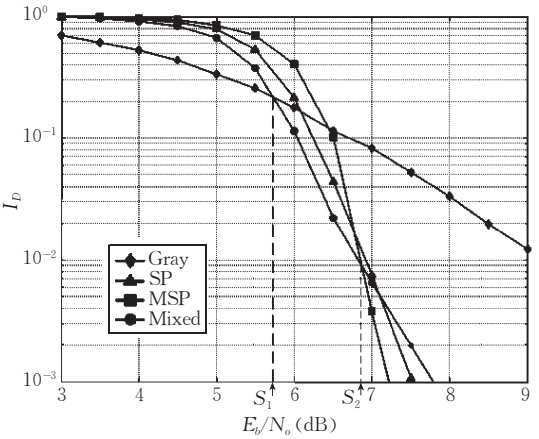


图 5 迭代度为 3 时不同标识的 DID 图

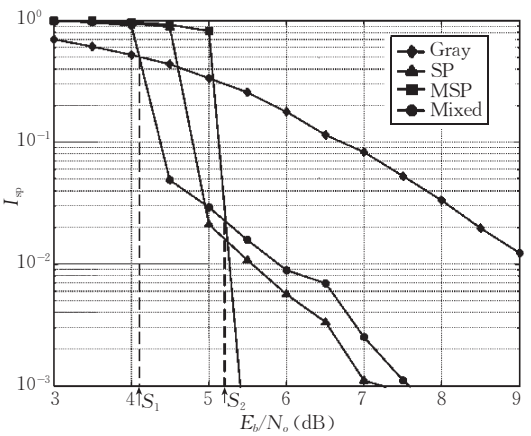


图 6 不同标识的 NOMI 图

6 结 论

本文通过对 BICM-ID/BI-STCM-ID 系统中符号映射的特性分析，总结出设计时的参考准则：各种

① 图 6，7 给出的 4 种映射只是为了说明本文的自适应标识映射方法，要得到更加准确的全局最佳，应考虑更多的映射方法，包括本文的 DRO 标识. 仿真图为单天线系统情况下得到的，多天线时完全相同. DID 图以及 NOMI 图的具体实现请参见文献[17].

参数应当根据系统要求而加以综合考虑. 结合本文提出的定义区间最佳(DRO)的映射设计方法以及改进的代价函数,可以有效地设计出适合系统以及信道要求的映射方式. 理论分析以及计算机仿真结果都表明,按单天线系统成对错误概率准则设计的DRO 映射,在单双天线系统中都具有错误平层低、迭代次数要求少的优点. 另外,迭代系统中可以运用多种不同的标识映射结合的方法提高系统的健壮性,这样会增加一个反馈回路,指示当前选择的标识序号,即本文的自适应选择信号标识技术.

参 考 文 献

1 Zehavi E.. 8-PSK trellis codes for a Rayleigh channel. IEEE Transactions on Communications, 1992, 40(5): 873～884

2 Caire G., Taricco G., Biglieri E.. Bit-interleaved coded modulation. IEEE Transactions on Information Theory, 1998, 44(5): 927～946

3 Li X. D., Ritcey J. A.. Bit-interleaved coded modulation with iterative decoding and 8PSK signaling. IEEE Transactions on Communications, 2002, 50(8): 1250～1257

4 Chindapol A., Ritcey J. A.. Design, analysis, and performance evaluation for BICM-ID with square QAM constellations in Rayleigh fading channels. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2001, 19(5): 944～957

5 Tan J., Gordon L. S.. Analysis and design of interleaver mappings for iteratively decoded BICM. In: Proceedings of the IEEE International Conference Communications, New York, 2002, 3: 1403～1407

6 Tan Jun, Gordon L. S.. Analysis and design of symbol mappers for iteratively decoded BICM. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2005, 4(2): 662～672

7 Gorokhov A., Dijk M.. Optimized labeling maps for bit interleaved transmission with Turbo demodulation. In: Proceedings of the 53rd IEEE Vehicular Technology Conference, Tokyo, 2001, 2: 1459～1463

8 Schreckenbach F., Görtz N., Hagenauer J. *et al*. Optimization of symbol mappings for Bit-Interleaved Coded Modulation with iterative decoding. IEEE Communications Letters, 2003, 7(12): 593～595

9 Muhammad N. S., Speidel J.. Joint optimization of signal constellation and bit labeling for bit-interleaved coded modulation with iterative decoding. IEEE Communications Letters, 2005, 9(9): 775～777

10 Liu L. N., Fei Z. S., Zhao S. H., Kuang J. M., Novel mapping design criterion for BICM-ID with square QAM constellations. Journal of Beijing Institute of Technology, 2003, 12(4): 385～389

11 Foschini G. J., Gans M. J.. On limits of wireless communications in a fading environment when using multiple antennas. Wireless Personal Communications, 1998, 6(3): 311～335

12 Huang Y. H., Ritcey J. A.. Tight BER bounds for iteratively decoded bit-interleaved space-time coded modulation. IEEE Communications Letters, 2004, 8(3): 153～155

13 Zhao Lu, Huber J.. Information-theoretic analysis of bit interleaved coded space-time modulation. In: Proceedings of the 5th International ITG Conference on Source and Channel Coding (SCC), Erlangen, Germany, 2004, 143～150

14 Zhao Lu, Lample L., Huber J.. Study of bit-interleaved coded space-time modulation with different labeling. In: Proceedings of the ITW2003, Paris, France, 2003, 199～202

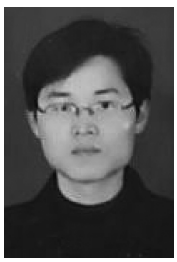
15 Hong Zhihong, Hughes B. L.. Bit-interleaved space-time coded modulation with iterative decoding. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2004, 3(6): 1912～1917

16 Huang Y. H., Ritcey J. A.. Optimal constellation labeling for iteratively decoded bit-interleaved space-time coded modulation. IEEE Transactions on Information Theory, 2005, 51(5): 1865～1871

17 Gong Feng-Kui, Li Bing-Bing, Ge Jian-Hua, Liu Peng. Chart design of iterative decoding. In: Proceedings of the IEEE International Conference on Wireless Communications, Networking and Mobile Computing, Wuhan, 2005, 1: 400～403

18 Tee J. S. K., Taylor D. P.. A generalised performance bounding technique for bit interleaved coded modulation systems in the Rayleigh fading channel. In: Proceedings of the IEEE International Conference Communications, New York, 2002, 3: 1342～1346

19 Hochwald B. M., Brink S. T.. Achieving near-capacity on a multiple-antenna channel. IEEE Transactions on Communications, 2003, 51(3): 389～399



GONG Feng-Kui, born in 1979, Ph.D. candidate, assistant. His research interests include the digital signal processing and joint iterative detection and decoding for mobile and wireless communication system.

GE Jian-Hua, born in 1961, professor, Ph.D. supervisor. His research interests include digital video broadcasting system, OFDM, MIMO and mobile communication techniques.

LI Bing-Bing, professor. His major research interests include digital communication and DTV broadcasting systems.

Background

This paper focuses on labeling map methods of BI-STCM-ID system, which is supported by the National Natural Science Foundation of China, entitled "Novel Carrier System and Wireless Intelligent Media Access Technology". In this foundation project, the first author takes charge of the research of iterative decoding system, such as BICM-ID system and BI-STCM-ID system, where the latter one has been an attractive wireless communication scheme in recent three years. This paper proposes a defined region optimum symbol mapper and an adaptive labeling method, which advantages on performance and character parameters are presented by comparison with other well-known labeling methods.