

# 基于多用户协同的中继编码设计

黄 英, 雷 菁, 魏急波, 姜文利

(国防科技大学电子科学与工程学院, 湖南长沙 410073)

**摘 要:** 基于多维映射和编码理论的基本思想, 设计了两种适应多用户单中继模型的中继编码矩阵, 为无线通信中增强中继传输性能提供了良好的解决方案. 推导了两种中继编码系统的性能, 与未进行中继编码的系统进行性能仿真对比, 结果表明两种中继编码均可以获得额外的增益, 而基于编码理论的中继编码更具性能优势. 分析了中继编码系统相对于未编码系统所带来的额外复杂度, 分析表明满足一定条件下, 基于多维映射的中继编码在额外复杂度方面具有优势.

**关键词:** 多用户; 中继编码; 多维映射; 乘积码

**中图分类号:** TN929.5      **文献标识码:** A      **文章编号:** 0372-2112 (2012) 10-1971-05

**电子学报 URL:** <http://www.ejournal.org.cn>      **DOI:** 10.3969/j.issn.0372-2112.2012.10.011

## Relay-Code Design for Multi-User Cooperation

Huang Ying, Lei Jing, Wei Ji-bo, Jiang Wen-li

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

**Abstract:** Based on the idea of hypercube constellation and code theory, two kinds of relay-coding matrix are designed for multi-user single relay model, that provide the schemes for resolving how to enhance the performance of relay transmission in wireless communication. The performance of system with different relay-codes are deduced, compared with the system without relay-codes through simulation, the result shows that additional gain can be achieved and the relay-code based on code theory has performance advantage. Compared with system without relay-code, the additional complexity of two relay-coded systems are analyzed. The analysis result shows that the relay-code based on hypercube constellation has advantage on additional complexity when some condition is satisfied.

**Key words:** multi-user; relay-code; hypercube constellations; product codes

## 1 引言

为了进一步满足 ITU 在 2008 年提出的未来无线通信系统 IMT-Advanced 的需求, IEEE 802.16m 标准中增加对于协同中继传输方式的支持. 引入协同中继节点, 可以在尽可能降低成本的条件下, 提升系统中用户——特别是覆盖盲区用户的数据传输性能. 在这一应用背景下, 多用户中继协同模型也成为目前协同通信中重要模型之一. 与此同时, 对于该模型下中继编码问题也成为研究热点. 目前研究较多的主要针对上行链路的两用户单中继协同模型. 采用信道编码结合网络编码的方法, 在中继节点将两个用户的数据相异或( $\oplus$ )后传输, 可获得满分集的效果<sup>[1,2]</sup>. E. Kumiawan 等人<sup>[3]</sup>在两用户中继模型上将交织、信道编码、网络编码联合考虑, 论文提出的联合信道-网络编码方案可以提高性能. 对于多用户

单中继模型, Wang 等人<sup>[4]</sup>提出了复数域网络编码概念, 结合 ML 多用户检测, 可以获得 2 阶分集增益.

但在无线通信中, 中继信道一般优于直传信道, 目的端更多地是利用中继传输来恢复各用户数据; 因此, 增强中继传输性能具有重要意义. 针对该情况, Lei Cao<sup>[5,6]</sup>利用最大信息扩展的原则, 进行了中继编码矩阵的设计, 根据用户数目的奇、偶特性, 采用不同的矩阵; 用户编码数据与中继编码数据结合从整体上可看为一乘积码, 采用类似 Turbo 译码的迭代方式进行译码处理, 可加速性能收敛. 但从信道编码理论上来说, 其设计并不是最佳的. 本文针对上述应用背景, 基于多维映射、编码理论的基本思想, 设计了两种中继编码矩阵. 推导了采用不同编码矩阵的协同系统的理论性能, 并与未进行中继编码的系统进行了性能对比; 同时分析了加入中继编码后系统额外增加的复杂度.

## 2 系统模型

假设系统中有  $N$  个用户节点 ( $U_1, U_2, \dots, U_N$ ), 1 个中继节点 ( $R$ ), 1 个目的节点 ( $D$ ). 用户通过直传路径及中继路径进行协同传输. 采用 DF (decode-and-forward) 模式, 中继只对正确接收的用户数据进行译码转发. 系统采用两阶段协同通信, 在这两阶段中, 用户通过正交信道发送信号. 在第一阶段, 各用户分别向  $R, D$  发送自身数据;  $R, D$  均处于接收状态. 在第二阶段,  $R$  对正确接收的用户数据进行译码转发.

中继编码传输模型如图 1 所示.  $b_1, b_2, \dots, b_N$  分别对应着用户  $U_1, U_2, \dots, U_N$  的数据, 采用中继编码  $[v_1 v_2 \dots v_N]^T = G[b_1 b_2 \dots b_N]^T$  后, 可得到  $v_1, v_2, \dots, v_N$  编码比特, 由中继节点传至目的节点. 中继编码是对应不同用户数据进行的, 目的是使输出每比特编码数据均携带所有用户的比特信息, 从而使得各用户数据通过  $R-D$  信道传输时均具有较好的性能. 系统采用 BICM-ID (bit interleaved coded modulation with iterative decoding) 技术<sup>[7,8]</sup>, 中继编码处理过程可以放在两个位置: (1) 中继节点对各用户数据进行信道编码和交织之后, 调制之前; (2) 中继节点对各用户数据进行信道编码和交织之间. 不同的位置接收处理方式不同, 性能也不同, 但均可提升系统的性能. 为了在文中好区别, 分别用  $G_{mod}, G_{code}$  来表示 (1)、(2) 所对应的编码矩阵. 为了说明方便, 图 1 仅给出了涉及中继编码的部分.

假设信道采用块衰落模型, 衰落系数在传输一个完整码字时相同. 从上述描述可以看出, 第一阶段, 各用户仅传输自己的单个码字, 其广播中每条链路仅经历一个衰落; 中继节点传输  $N$  个用户的码字, 因此, 其完整传输要经历  $N$  个相互独立的衰落.

## 3 基于多维映射的中继编码

将中继编码放在中继节点对各用户数据进行信道编码、交织之后, 调制之前. 此时参与编码的为交织后的随机比特, 可采用多维映射的处理方法<sup>[7,8]</sup>, 将中继编码与调制结合处理, 以实现在频谱利用率不变的情况下提升系统性能的效果.

### 3.1 编码矩阵 $G_{mod}$ 的设计

假设中继节点正确接收了  $L (1 \leq L \leq N)$  个用户的数据, 每个用户数据解调译码, 再进行编码、交织后的比特流表示为  $\mathbf{b}^{(i)} = [b_1^{(i)} b_2^{(i)} \dots b_n^{(i)}], 1 \leq i \leq L, b_j^{(i)}$  表

示第  $i$  个用户的第  $j$  比特,  $n$  为比特流长度. 不失一般性, 假设每个用户具有同样长的比特流. 由于中继编码要与调制联合处理, 因此, 不同的调制映射关系, 中继编码矩阵也不同. 为控制复杂度, 调制阶数 ( $2^m$ ) 不宜过高, 本文主要考虑调制阶数为小于等于 8 的情况. 接下来, 我们以 QPSK 调制方式为例, 描述  $G_{mod}$  的设计方法.

QPSK 调制采用 Gray 映射, 比特与符号的映射关系为  $s = [2v_1 - 1, 2v_2 - 1]$ , 即  $(v_1, v_2)$  的取值 (00)、(01)、(10)、(11) 对应符号为  $(-1, -1)$ 、 $(-1, 1)$ 、 $(1, -1)$ 、 $(1, 1)$ . 此时, 为了保证整数个调制符号, 进行中继编码时, 从每个用户的比特流中抽取 2 比特, 组成一个长为  $2L$  的矢量  $\mathbf{B}$ , 如下表示

$$\mathbf{B} = [b_{2j-1}^{(1)} b_{2j}^{(1)} b_{2j-1}^{(2)} b_{2j}^{(2)} \dots b_{2j-1}^{(L)} b_{2j}^{(L)}]^T, 1 \leq j \leq \lceil n/2 \rceil$$

此时的中继编码矩阵  $G_{mod}$  为一个  $2L \times 2L$  的矩阵, 取值于 GF(2). 编码后的矢量用  $\mathbf{V}$  表示,  $\mathbf{V} = G_{mod} * \mathbf{B}$ , 调制后的符号称为  $L$  维 ( $L-D$ ) 调制符号. 根据高维解调接收原理, 设计  $G_{mod}$  矩阵的准则是<sup>[7,8]</sup>: 对于任意两个映射比特仅 1 位不同的多维调制符号, 其欧氏距离要尽可能大. 从 Gray 映射关系可知, 任意两个比特矢量间汉明距离越大, 其映射后的符号矢量间的欧氏距离就越大. 对于汉明距离为 1 的任意两个矢量  $\mathbf{B}_1, \mathbf{B}_2$ , 通过  $G_{mod}$  矩阵处理后, 使  $\mathbf{V}_1, \mathbf{V}_2$  之间的汉明距离最大即可保证其通过调制后  $L-D$  调制符号间的欧氏距离最大. 即  $\mathbf{B}_1 \oplus \mathbf{B}_2 = [0 \dots 010 \dots 0]^T$ , 则  $\mathbf{V}_1 \oplus \mathbf{V}_2 = G_{mod} * (\mathbf{B}_1 \oplus \mathbf{B}_2)$ . 可以看出,  $\mathbf{V}_1, \mathbf{V}_2$  之间的汉明距离即为  $G_{mod}$  矩阵某列的重量. 由于  $G_{mod}$  矩阵要求满秩, 为使  $\mathbf{V}_1, \mathbf{V}_2$  之间的汉明距离尽可能大, 则  $G_{mod}$  矩阵为下列形式.

$$G_{mod} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & \dots & 1 \\ 1 & 0 & 1 & 1 \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ 1 & 1 & \dots & 0 \end{bmatrix}_{2L \times 2L} \quad (1)$$

$G_{mod}$  中“1”表示  $\mathbf{V}_1, \mathbf{V}_2$  相对应的比特不同, “0”则表示相同. 例如, 当  $\mathbf{B}_1, \mathbf{B}_2$  第 1 比特不同时,  $\mathbf{V}_1, \mathbf{V}_2$  所有  $2L$  个比特均不相同, 即为  $G_{mod}$  的第一列; 以此类推, 无论哪个比特不同,  $\mathbf{V}_1$  与  $\mathbf{V}_2$  的距离都不小于  $2L - 1$ . 这种方法也可以扩展到 8PSK 调制中.

### 3.2 性能分析

假设两码字  $C, C'$  为距离最近的合法码字, 其码距为  $d$ . 码字通过直传和中继转发两种途径到达接收端, 接收端采用最大比合并处理. 在第一阶段, 用户节点到目的节点调制符号序列用  $\mathbf{u}$  表示, 整个码字在传输过程中的衰落系数不变. 采用理想的比特交织器, 可以假设码字  $C, C'$  所对应的符号序列仅  $d$  个符号不同, 且不同的调制符号所对应的映射比特只有 1 比特不同. 在第二阶段, 中继节点采用编码处理, 其符号用  $\mathbf{s}$  表示. 如

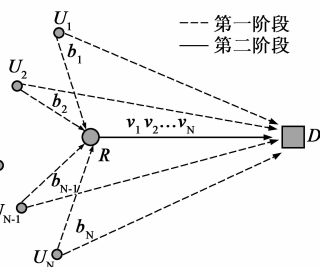


图1 中继编码传输模型

果比特交织器理想,则可以假设  $d$  个不同的码比特均匀分布在  $d$  个  $L$ -D 符号中,可表示为  $\mathbf{S} = (s_1, s_2, \dots, s_d)$ 、 $\mathbf{S}' = (s'_1, s'_2, \dots, s'_d)$ ,其中,  $s'_i, s_i$  均为  $L$ -D 符号。

各调制符号功率归一化。在目的端采用最大比合并处理,其条件成对错误概率如下

$$p(C \rightarrow C' | H)$$

$$= Q\left(\sqrt{\frac{1}{2N_0} P_0 h_0^2 d \|u - u'\|^2 + \frac{1}{2N_0} \sum_{j=1}^L P h_j^2 \frac{d}{L} \|s - s'\|^2}\right) \quad (2)$$

其中,  $P_0, P$  分别为用户、中继的发射功率,  $h_0$  为用户到目的端链路经历的衰落系数,  $h_j (j = 1, \dots, L)$  为中继节点到目的端链路经历的衰落系数。各衰落系数均服从瑞利分布,满足  $E[|h_i|^2] = 1, i = 0, 1, \dots, L$ , 且各链路衰落系数相互独立。  $N_0$  为噪声方差。

对式(2)的衰落系数进行积分后,可得

$$p(C \rightarrow C') \leq \frac{1}{2} \cdot A \cdot B^L \quad (3)$$

$$A = E\left\{\left(1 + \frac{dP_0}{4N_0} \|u - u'\|^2\right)^{-1}\right\}$$

$$= \frac{1}{m \cdot 2^m} \sum_{i=1}^m \sum_{u \in \psi} \left(1 + \frac{dP_0}{4N_0} \|u - u_{(i)}\|^2\right)^{-1}$$

$$B = E\left\{\left(1 + \frac{1}{4N_0} \cdot \frac{dP}{L} \cdot \|s - s'\|^2\right)^{-1}\right\}$$

$$= \frac{1}{mL \cdot 2^{mL}} \sum_{k=1}^m \sum_{s \in \Psi} \left(1 + \frac{1}{4N_0} \cdot \frac{dP}{L} \cdot \|s - s_{(k)}\|^2\right)^{-1}$$

$u_{(i)}$  为  $1$ -D 星座  $\psi$  中与符号  $u$  的映射比特仅第  $i$  比特不同的符号,  $s_{(k)}$  为  $L$ -D 星座  $\Psi$  中与符号  $s$  的映射比特仅第  $k$  比特不同的符号。从上述分析可以看出,本系统可以得到  $L+1$  阶分集。

如果不采用中继编码,则

$$p(C \rightarrow C') \leq \frac{1}{2} \cdot A \cdot (B')^L \quad (4)$$

$$\text{其中, } B' = \frac{1}{m \cdot 2^m} \sum_{i=1}^m \sum_{u \in \psi} \left(1 + \frac{1}{4N_0} \frac{dP}{L} \|u - u_{(i)}\|^2\right)^{-1}$$

从式(3)、(4)可以看出,二者性能差异在于  $B$  与  $B'$  的取值,这主要由  $\|s - s_{(k)}\|^2, \|u - u_{(i)}\|^2$  决定。随着  $L$  逐渐增大,  $\|s - s_{(k)}\|^2$  的取值增加,  $B$  的取值越小,采用中继编码的系统整体性能优势越明显。

### 4 基于编码理论的中继编码

将中继编码放在中继节点对各用户数据进行信道编码和交织之间。此时,可将中继编码与原系统信道编码结合,提供一种纠错性能更强的编码形式,在不影响传输速率的情况下,提升系统的性能。

#### 4.1 编码矩阵 $G_{code}$ 的设计

从  $L$  个用户编码数据中提取 1 比特形成序列  $\mathbf{B} =$

$[b_j^{(1)} b_j^{(2)} \dots b_j^{(L)}]^T, 1 \leq j \leq n$ 。通过中继编码  $\mathbf{V} = \mathbf{G}_{code} * \mathbf{B}$ ,再经过交织、调制后传输。从接收端来看,可以将第一阶段  $L$  个用户分别传输的数据,与第二阶段通过中继传输的数据进行联合接收处理,就形成了如图 2 所示的乘积码形式。

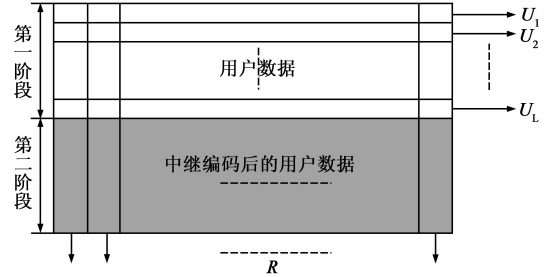


图2 接收端联合处理的乘积码形式

行线性码由系统用户确定,列线性码由中继编码确定,其编码生成矩阵为  $\mathbf{G}_0 = [I_L | \mathbf{G}_{code}]$ ,  $I_L$  为  $L$  阶单位阵。乘积码的最小汉明距离为行、列线性码最小汉明距离的乘积;因此,  $\mathbf{G}_{code}$  矩阵的设计准则为最大化列线性码的最小距离。列线性码为一系统线性分组码  $(2L, L, d_0)$ ,其校验矩阵可以写成  $\mathbf{H}_0 = [G_{code}^T | I_L]$ 。由线性分组码性质可知,如果校验矩阵中任意  $d_0 - 1$  列线性无关,则其最小距离为  $d_0$  (定理 3.3.1<sup>[9]</sup>、定理 6.4<sup>[10]</sup>)。由编码理论可知,  $d_0$  小于等于  $L + 1$  (Singleton 限,推论 3.3.1<sup>[10]</sup>),但二进制中只有重复码和一位奇偶校验码可以达到该最大值,即只有在  $L$  为 1 时才能取到最大。对于多用户情况,列线性分组码的最小距离最大为  $L$ 。同时,列线性分组码还必须满足(定理 6.5<sup>[10]</sup>)

$$\sum_{i=0}^{\lfloor (d_0-1)/2 \rfloor} C_{2L}^i \leq 2^L, L = 2, 3, 4, \dots \quad (5)$$

基于 Singleton 限和式(5),可以分析得出:  $L$  为 2~4 时,  $d_0$  最大为  $L$ ;  $L$  为 5,6 时,  $d_0$  最大为 4。当  $L$  更大时,我们可以基于经典的码(如 BCH 码)进行设计<sup>[9,10]</sup>。下面给出适合 2~6 用户节点数的一种  $\mathbf{G}_{code}$ 。

$$\mathbf{G}_{code} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & \dots & 1 \\ 1 & 0 & & 1 \\ \vdots & & \ddots & \vdots \\ 1 & 1 & 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (6)$$

即每列均仅有一个“0”。

从信道编码理论上来说,文献[5,6]所设计的中继编码,当用户数目大于等于 4 时,列码最小汉明距离为 4(偶数用户)或 3(奇数用户)。而本文的设计,可得到不同  $L$  值下的最大  $d_0$  的列码,保证乘积码最小汉明距离最大,即为基于编码理论的最佳设计。

#### 4.2 性能分析

假设所有用户均采用同样的信道编码。如 4.1 节所

描述,用户数据与中继数据在目的节点可从整体上看成一乘积码,  $d, d_0$  分别为行、列码最小距离, 则乘积码最小距离为  $dd_0$ . 类似 3.2 节的性能分析, 可得

$$p(C \rightarrow C') \leq \frac{1}{2} \cdot \left( \prod_{j=1}^L A_j \right) \cdot B^L \quad (7)$$

其中,

$$A_j = \frac{1}{m \cdot 2^m} \sum_{i=1}^m \sum_{u \in \psi} \left( 1 + \frac{1}{4N_0} \frac{dd_0}{2L} P_{0j} \|u - u_{(i)}\|^2 \right)^{-1}$$

$$B = \frac{1}{m \cdot 2^m} \sum_{i=1}^m \sum_{s \in \psi} \left( 1 + \frac{1}{4N_0} \frac{dd_0}{2L} P \|s - s_{(i)}\|^2 \right)^{-1}$$

其中,  $P_{0j} (j=1, \dots, L)$  表示用户  $j$  的发射功率,  $u_{(i)}, s_{(i)}$  说明同 3.2 节. 由分析可以看出, 该系统可获得  $2L$  阶分集.

## 5 总结与分析

### 5.1 性能仿真比较

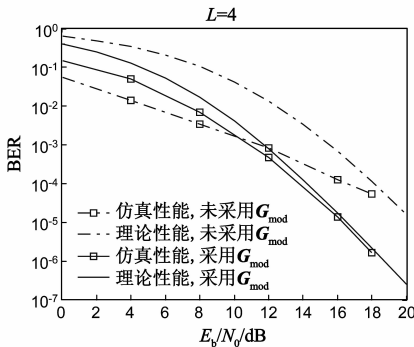


图3 采用  $G_{mod}$  与未采用  $G_{mod}$  的系统性能对比 ( $L=4$ )

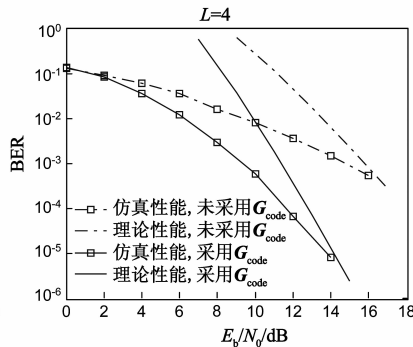


图4 采用  $G_{code}$  与未采用  $G_{code}$  的系统性能对比 ( $L=4$ )

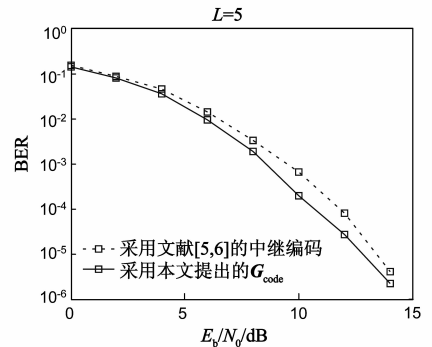


图5 采用  $G_{code}$  与采用文献[5,6]的中继编码的系统性能对比 ( $L=5$ )

### 5.2 复杂度比较

对于采用不同中继编码的多用户协同系统, 额外增加的复杂度也是不同的.  $G_{mod}$  带来的额外复杂度主要来源于高维解映射的过程;  $G_{code}$  的额外复杂度则主要来自列矢量的译码过程. 表 1 给出了系统采用两种中继编码后额外增加的运算量对比, 表中的取值是指平均每个用户完成单个码字接收所需要的额外运算量. 假设高维解映射采用 MAX-Log-MAP 算法, 乘积码每列采用 Chase 译码算法<sup>[10]</sup>.

表 1 采用中继编码后额外增加的运算量对比

	加(减)法	乘(除)法
$G_{mod}$	$[(mL-1)2^{mL}-1] * d_{iter} * n + 3L * 2^{mL}$	$4L * 2^{mL}$
$G_{code}$	$(2^{p+2} * L - 2^{p+2} + 8) * d_{iter} * n$	$(2^{p+2} * L - 2^{p+1} + 8) * d_{iter} * n$

其中,  $d_{iter}$  表示迭代次数,  $p$  表示 Chase 译码中最小可信用度元素个数. 从表中可以看出, 采用  $G_{mod}$  额外增加的乘(除)法运算量与  $n, d_{iter}$  无关, 只与  $m, L$  有关. 经典的  $p$  取 2, 当满足  $L < \log(d_{iter} * n) / m$  时,  $G_{mod}$  的在复杂

度增加方面具有优势. 图 3、4 分别给出了采用  $G_{mod}, G_{code}$  时的系统仿真性能. 仿真时采用 QPSK 调制, Gray 映射; 用户数据帧长为 128; 用户采用卷积码  $G = [5, 7]$  ( $G_{mod}$ ) 和码长为 128 的扩展汉明码 ( $G_{code}$ ); 用户数目  $L$  为 4; 接收处理采用 8 次迭代. 假设各上行链路信噪比一致. 如图 3 所示, 在低信噪比下, 由于多维映射首轮迭代性能较差带来了大量错误反馈, 所以使得采用  $G_{mod}$  的系统性能差于未采用  $G_{mod}$  的系统. 但随着信噪比的增加, 迭代增益明显, 性能迅速提高. 当  $E_b/N_0$  大于 10dB 时,  $G_{mod}$  就带来了明显的性能优势. 误比特率为  $10^{-4}$  时, 采用  $G_{mod}$  可带来 3dB 的增益. 从图 4 可以看出,  $G_{code}$  带来了绝对的性能优势. 误比特率为  $10^{-4}$  时, 采用  $G_{code}$  可带来 6dB 的增益.

图 5 进行了用户数目  $L$  为 5 时  $G_{code} (d_0=4)$  与文献 [5,6] 中继编码 ( $d_0=3$ ) 的系统性能对比. 误比特率为  $10^{-5}$  时, 采用  $G_{code}$  可带来 0.5dB 的增益.

度增加方面具有优势.

## 6 结束语

基于多用户单中继模型, 本文设计了两种中继编码 ( $G_{mod}, G_{code}$ ); 推导了二者在块衰落信道下的系统性能. 理论分析与性能仿真进一步表明, 采用  $G_{code}$  的系统可以获得更高的分集阶数, 具有性能优势. 分析对比了两种中继编码的额外复杂度, 由于乘(除)法运算量与码长、迭代次数无关, 当用户数目满足一定的条件,  $G_{mod}$  在复杂度增加方面更具优势.

### 参考文献

[1] Lena Chebli, Christoph Hausl, Georg Zeitler, Ralf Koetter. Cooperative uplink of two mobile stations with network coding based on the WiMax LDPC code [A]. Proc IEEE GLOBE-COM'2009 [C]. Piscataway: IEEE Press, 2009. 1-6.

[2] Peng Hui Tan, Chin Keong Ho, Sumei Sun. Joint network-channel code design for block fading cooperative multiple access channel [A]. Proc IEEE ITW'2010 [C]. Piscataway: IEEE

- Press, 2010. 1 – 5.
- [3] E Kurniawan, K F E Chong, S Sun, K Yen. Outage analysis of joint channel-network coding and its dependence on the interleaver pattern[A]. Proc IEEE WCNC' 2011 [C]. Piscataway: IEEE Press, 2011. 2000 – 2005.
- [4] Wang T, Giannakis G B. High-throughput cooperative communications with complex field network coding[A]. Proc IEEE CISS' 07[C]. Piscataway: IEEE Press, 2007. 253 – 258.
- [5] Lei Cao, Jinyun Zhang, Kanno N. Multi-user cooperative communications with relay-coding for uplink IMT-advanced 4G system[A]. Proc IEEE GLOBECOM' 2009 [C]. Piscataway: IEEE Press, 2009. 1 – 6.
- [6] Lei Cao. A relay-coding matrix for multi-user cooperative communication[A]. Proc IEEE ICC' 2011 [C]. Piscataway: IEEE Press, 2011. 1 – 5.
- [7] Nghi H Tran, Ha H Nguyen. Design and performance of BICM-ID systems with hypercube constellations[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2006, 5(5): 1169 – 1179.
- [8] Nghi H Tran, Ha H Nguyen. A novel multi-dimensional mapping of 8-PSK for BICM-ID[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2007, 6(3): 1133 – 1142.
- [9] 王新梅, 肖国镇. 纠错码——原理与方法(修订版)[M]. 陕西西安: 西安电子科技大学出版社, 2001.

- [10] 唐朝京, 雷菁. 信息论与编码基础[M]. 北京: 电子工业出版社, 2010.

#### 作者简介



黄 英 女, 1978 年 7 月出生于湖南长沙. 现为国防科技大学电子科学与工程学院讲师, 在读博士研究生, 主要研究方向: 信道编码、协作通信、调制识别等.

E-mail: inform\_huang@sina.com



雷 菁 女, 1968 年 2 月出生于陕西西安. 现为国防科技大学电子科学与工程学院教授, 硕士生导师, 主要研究方向为信息传输与编码技术.