

BICM 在 DS/CDMA 中的应用

牛 凯, 吴伟陵, 高 路, 杨红燕
(北京邮电大学信息工程学院, 北京 100876)

摘 要: 本文提出了在双正交序列集上构造比特交织编码调制(BICM)的新方案, 推导了其误比特率上界. 这一方法将凿孔卷积编码、多相调制、交织和扩频有机结合为一个整体. 理论分析与计算机仿真证明该方案在 Rayleigh 信道下比传统的编码调制方法有 2.4dB 的性能改善. 并且在快衰落信道下, 该方案能提供很高的分集数. 总之, 它非常适合应用于第三代移动通信体制中的多码传输.

关键词: 比特交织编码调制; 格码调制; 多级码; Gray 映射

中图分类号: TN929.533 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112(2000)11A-0053-04

The Application of BICM for the DS/CDMA System

NIU Kai, WU Wei-ling, GAO Lu, YANG Hong-yan
(Beijing University of Posts and Telecommunications, Beijing 100876, China)

Abstract: A novel scheme constructing BICM (Bit Interleaved Coded Modulation) on the dual orthogonal sequences set was proposed in this paper. We derived the upper limit bound of the BER (Bit Error Rate) about the new approach. The method allows an efficient combination of punctured convolutional codes, multiphase modulation, interleaving and spreading spectrum. It is verified that the proposed system is superior to the conventional error coding schemes by approximately 2.4dB over a Rayleigh channel according to the theoretic analysis and computer simulation. In addition, the paper shows that such scheme can provide high diversity order in the fast fading channel. Generally speaking, this scheme is very appropriate to the multi-code transmission in the 3G mobile telecommunications systems.

Key words: bit interleaved coded modulation; trellis coded modulation; multi-level code; Gray mapping

1 引言

编码调制是近二十年来编码界的一大热点. 自从 Ungerboeck 在其发轫之作中提出 TCM (Trellis Coded Modulation) 的思想以来, 人们在这一领域进行了广泛的理论研究. 几乎同时, Imai 与 Hirakawa 提出了多级码的概念. 由于 TCM 可以用简单的编码器获得较大的编码增益, 并且具有系统的理论, 迅速得到了广泛应用. 尽管 TCM 在 AWGN 信道下是最优的, 但人们研究发现, 在衰落信道下使最小欧氏距离最大化的准则并不能达到最优设计. 研究表明, 衰落信道下并非由单一参数决定编码调制的性能, 其中首要因素是码序列间的汉明距, 其次是差错路径上的欧氏距离的乘积. 为了最大化上述参数, Divsalar 和 Simon 提出了 MTCM (Multiple Trellis Coded Modulation) 的思想. 虽然 MTCM 提高了编码的分集数, 但由于 TCM 整体优化编码与调制的限制, 使得 MTCM 方式过于笨重, 不能提供大的分集数, 并且不适合于长约束度的格型码.

多级码具有结构灵活、适用性广的特点, 其理论性能很好. 但由于低级编码的差错概率较大, 导致了实用化的困难. 多级码一度被忽视, 直到九十年代才重受青睐. Zehavi 首先提

出了比特交织编码调制的思想^[1], 简称 BICM, 文[2~4]给出了进一步的结果. BICM 追求汉明距的最大化, 尽管牺牲了一些欧氏距离特性, 但使得码分集数最大, 实现了 Rayleigh 信道下的最优设计. BICM 可看作多级码的特例, 具有高度的设计灵活性. 设计者可根据要求将不同的编码方案组合. 文[4]中给出了 BICM 设计的整套理论及设计准则.

本文主要考虑 BICM 与 DS/CDMA 的结合. 第二节, 提出了一种基于双正交序列的 BICM 方案, 阐述了该方案将编码、交织、扩频、调制相结合的具体实现方法; 第三节, 在理想交织、理想信道估计情况下, 分析了这一方案在 AWGN 与 Rayleigh 信道下的误比特率上界; 第四节, 针对单径有多普勒频移的 Rayleigh 信道, 仿真了各种编码的性能, 并加以比较; 第五节, 总结全文, 指出 BICM 方案是第三代移动通信系统中多码传输的适宜选择.

2 系统模型及性能分析

Zehavi 是在 8PSK 星座图上构造 $R=2/3$ 的 BICM 方案的, 考虑到 DS/CDMA 的特点, 提出了在正交序列信号集上构造

BICM 的新方案. 正交序列信号集通常采用 Walsh 序列, 为了增大信号点间的欧氏距离, 将信号集扩充, 加入每一个 Walsh 序列的取反序列, 这样构成的信号集称为双正交序列信号集.

系统框图如图 1 所示. 为叙述方便, 我们沿用文[1]中符号表示, 设信息比特流经 $R = 2/3$ 的卷积编码器得到并行的三路编码比特流, 记为 $C = (C_1, C_2, C_3) = (C_0, C_1, \dots, C_t, \dots) = (c_0^1, c_0^2, c_0^3, c_1^1, c_1^2, c_1^3, \dots, c_t^1, c_t^2, c_t^3, \dots)$. $C_i = (c_0^i, c_1^i, \dots, c_t^i, \dots)$, $i = 1, 2, 3$ 表示子比特流, $C_t = (c_t^1, c_t^2, c_t^3)$ 表示 t 时刻编码器的输出. 这三路比分别经过单独的交织器, 得到 $V = (V_0, V_1, \dots, V_t, \dots) = (v_0^1, v_0^2, v_0^3, v_1^1, v_1^2, v_1^3, \dots, v_t^1, v_t^2, v_t^3, \dots)$. 由随机调制后的矢量 V_t 通过适当的映射, 选择双正交序列信号集

中的某一序列作为输出. 发送信号经衰落信道后送至接收端, 在有信道估计条件下相关接收器计算比特度量值, 然后各支路分别解交织, 送入 Viterbi 译码器进行判决译码.

在整个系统中, 卷积编码器可根据需要采用不同的码率. 为了提高传输效率, 可采用高码率的码. 本文为 $R = 2/3$ 的卷积码, 考虑到速率匹配及译码复杂度等因素, 文中均采用由 $1/2$ 卷积码生成的凿孔卷积码, 其结构参见[5]、[6]. 交织器作用主要体现在: I. 解除衰落引入的符号间相关性; II. 解除编码比特间的相关性, 因此可认为交织器引入了随机调制的作用. 信号点映射对 BICM 极其重要, 不同方式的映射导致性能有很大差异. 本文主要考虑了 Gray 映射.

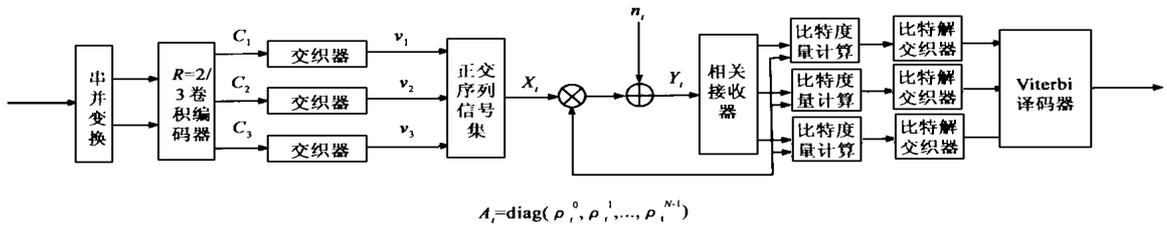


图 1 双正交序列 BICM 系统模型

令双正交序列信号集为 $x = \{x | x(k) = \pm \sqrt{P}W_l(t), l = 1, 8, 16, 24; k = 0, 1, \dots, 7\}$. 式中 $x(k) = (x_0(k), x_1(k), \dots, x_{N-1}(k))$ 是一 N 维行向量, N 为序列长度, P 为发送信号功率, $W_l(t)$ 表示第 l 号 Walsh 函数, 周期为 $T = NT_c$, T_c 为码片宽度. 由于所有 Walsh 函数是等距的, 故 l 可任取. 此处令 $l = 1, 8, 16, 24$. 假设所有信号等能量, 即 $\|x(k)\|^2 = \int_0^T |\pm \sqrt{P}W_l(t)|^2 dt = \sum_{j=0}^{N-1} |x_j(k)|^2 = PT = E_s$. 采用离散时域模型, 定义映射 $\mu: \{0, 1\}^m \rightarrow X$, $m = 3$, 则可得: $x_t = \mu(V_t)$. 对于平坦衰落 Rayleigh 信道, 接收到的信号为 $y_t = xA_t + n_t$. 其中 $A_t = \text{diag}(\rho_t^0, \rho_t^1, \dots, \rho_t^{N-1})$ 为 $N \times N$ 的衰落矩阵, $n_t = (n_t^0, n_t^1, \dots, n_t^{N-1})$ 为加性白噪声矢量, 每一分量的方差为 $\sigma^2 = N\sigma^2/2$, $N\sigma^2$ 为功率谱密度.

在理想交织条件下, 对于给定的 $v_i^i, i = 1, 2, 3$, 有四个信号序列可以载荷这一比特信息, 且这四个信号点等概出现, 构成了一个子信号集. 图 2 给出了 Gray 映射的信号子集划分示意. 由于双正交序列是 N 维信号空间中的点集, 该图仅是它们在三维空间的投影. 阴影部分表示对应比特为 0 时的判决域, 仅示出单位球内部分.

表 1 Gray 映射关系

自然序数	信号	Gray 映射 (v_1^1, v_2^2, v_3^3)
0	$\sqrt{P}W_1$	000
1	$\sqrt{P}W_8$	100
2	$\sqrt{P}W_{16}$	110
3	$\sqrt{P}W_{24}$	010
4	$-\sqrt{P}W_1$	011
5	$-\sqrt{P}W_8$	111
6	$-\sqrt{P}W_{16}$	101
7	$-\sqrt{P}W_{24}$	001

由图 2 可得到对应比特为 0 时的信号子集:
 $S_1^0 = \{x | x(k) = \pm \sqrt{P}W_1, \pm \sqrt{P}W_{24}, k = 0, 3, 4, 7\}$
 $S_2^0 = \{x | x(k) = \sqrt{P}W_1, \sqrt{P}W_8, -\sqrt{P}W_{16}, -\sqrt{P}W_{24}, k = 0, 1, 6, 7\}$

信号点的映射至关重要. Gray 映射关系如表 1 所示.

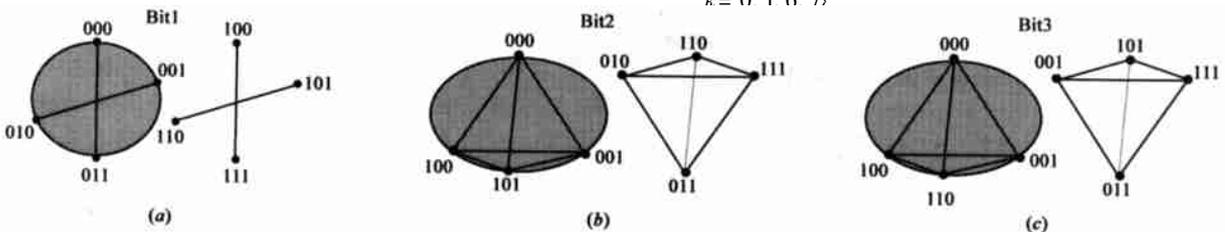


图 2 Gray 映射下信号子集的分割

$S_3^0 = \{x | x(k) = \sqrt{P}W_1, \sqrt{P}W_8, \sqrt{P}W_{16}, \sqrt{P}W_{24}, k = 0, 1, 2, 3\}$
 相应地, 它们的补集则是比特为 1 对应的信号子集: $S_i^1 = X - S_i^0, i = 1, 2, 3$. 子集 $S_2^c, S_3^c, c = 0, 1$ 实质上是内接于单位球的正四面体, 如图 2(b)、(c) 所示.

$1/4$ 等概率出现, 故可依照最大似然准则, 计算接收信号到相应信号子集的似然概率, 得到比特度量. 即:

$$m_i(y_t, S_i^c; A_t) = \log \sum_{x \in S_i^c} P(y_t | x, A_t) \approx \max_{x \in S_i^c} \log P(y_t | x, A_t) \\ \approx \min_{x \in S_i^c} \|y_t - xA_t\|^2, \quad i = 1, 2, 3; c = 0, 1 \quad (1)$$

由于每一编码比特与四个信号点相联系, 这四个点均以

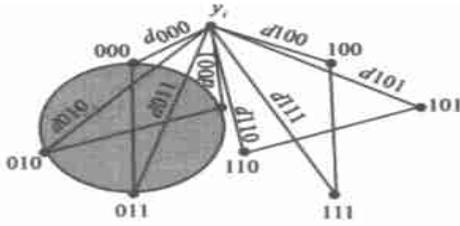


图 3 比特度量的确定

上述近似在高信噪比时成立^[1]。该式说明可通过计算接收信号与信号子集中的信号点间的欧氏距离确定相应比特取值的概率,如图 3 所示。

$m_1(y_i, S_i^0; A_i) = \min(d_{000}, d_{001}, d_{010}, d_{011})$, 依次类推。

文[1~4]指出, BICM 采用 Gray 映射是最优的。它最大化了信号子集间的欧氏距离, 与此同时, 两子集中距离最近的两信号点的汉明距却最小。故而文[4]中证明, 采用 Gray 映射是 BICM 方案的最佳选择。

由比特度量可以得到篱笆图上的分支度量, 即

$$m(y_i, C_i; A_i) = \sum_{i=1}^3 [I(S_i^0) + I(S_i^1)] m_i(y_i, S_i^c; A_i) \quad (2)$$

其中: $I(S_i^c)$, $c = 0, 1$ 为示性函数, $I(S_i^c) = \begin{cases} 0, & C_i \notin S_i^c \\ 1, & C_i \in S_i^c \end{cases}$

3 差错性能分析

据文[1]的分析, BICM 可等效为三个独立的并行衰落信道。通常采用 Chernoff 界技术与生成函数方法分析格形码的性能。首先要计算条件概率 $P(C \rightarrow C|C, A)$, 该式表示已知衰落矩阵条件下, 发送序列为 C , 而判决序列为 $C = (C_0, \dots, C_1, \dots, C_L)$ 的概率, L 为序列长度, 则^[1]:

$$P(C \rightarrow C|C, A) \leq \min_{\lambda > 0} E_{X|C, A} E_{Y|X, C, A} [e^{\lambda \sum_{i=1}^L m(Y, C; A) - m(Y, C; A)}] \quad (3)$$

内条件期望指已知 X, C, A 对 Y 求期望, 外条件期望指已知 C, A 对 X 求期望, λ 为 Chernoff 指数。利用与文[1]中类似的方法可得成对差错概率:

$$P(C \rightarrow C|C) \leq E_A \left[\prod_{i=1}^L D_1(A_i) D_2(A_i) D_3(A_i) \right] \quad (4)$$

其中: $D_1(A) = \delta(c_i^1, \hat{c}_i^1) D^{(x-\hat{x})A^2(x-\hat{x})^T} + [1 - \delta(c_i^1, \hat{c}_i^1)]$;

$$D_2(A) = \delta(c_i^2, \hat{c}_i^2) \cdot \frac{1}{4} [D^{x^2 A^2} + 3D^{(x-\hat{x})A^2(x-\hat{x})^T}] + [1 - \delta(c_i^2, \hat{c}_i^2)] = D_3(A); \quad (5)$$

$$D = e^{-1/8\sigma^2}, \delta(c_i^i, \hat{c}_i^i) = \begin{cases} 1, & c_i^i \neq \hat{c}_i^i \\ 0, & c_i^i = \hat{c}_i^i \end{cases} \quad i = 1, 2, 3. \quad (6)$$

下面分别讨论 AWGN 和 Rayleigh 信道下的性能。

I. AWGN 信道

此时衰落为零, 即 $A = E$, 衰落矩阵为单位矩阵。

$$P(C \rightarrow C|C) = E_A P(C \rightarrow C|C, A) \leq D_1^{|W_1|} D_2^{|W_2|} D_3^{|W_3|} \quad (7)$$

其中: $D_1 = D$; $D_2 = (D^2 + 3D)/4$; $D = e^{-E_s/N_0}$; W_i 是相应的子序列 $(C_i \odot C_i)$ 的汉明重量。

II. Rayleigh 信道

设衰落矩阵分布为 $f(A) = |A| e^{-\text{tr}(A^2)/2}$, ($|A| > 0$)。则

$$P(C \rightarrow C|C) = E_A P(C \rightarrow C|C, A) = \prod_{i=1}^L E_A [D_1(A) \cdot D_2(A) D_3(A)] \leq \bar{D}_1^{|W_1|} \bar{D}_2^{|W_2|} \bar{D}_3^{|W_3|} \quad (8)$$

其中: $\bar{D}_1 = \frac{1}{1 + \bar{E}_s/N_0}$; $\bar{D}_2 = \frac{0.25}{1 + 2 \cdot \bar{E}_s/N_0} + \frac{0.75}{1 + \bar{E}_s/N_0}$; $\bar{E}_s = 2\bar{E}_b$, \bar{E}_b 为平均比特能量。

证明: 先求 $E_A D_1(A)$ 。

$$\begin{aligned} E_A D_1(A) &= \int_{R^N} |A| e^{-\frac{\text{tr}(A^2)}{2}} e^{-\frac{(x-\hat{x})A^2(x-\hat{x})^T}{8\sigma^2}} dP \\ &= \prod_{j=0}^{N-1} \int_0^\infty e^{-\frac{[4\sigma^2 + (x_j - \hat{x}_j)^2]}{8\sigma^2} \theta^2} \theta d\theta = \prod_{j=0}^{N-1} \frac{1}{1 + \frac{(x_j - \hat{x}_j)^2}{4\sigma^2}} \\ &\leq \frac{1}{1 + \sum_{j=0}^{N-1} \frac{(x_j - \hat{x}_j)^2}{4\sigma^2}} = \frac{1}{1 + \frac{\|x - \hat{x}\|^2}{4\sigma^2}} = \frac{1}{1 + \frac{\bar{E}_s}{N_0}} \end{aligned}$$

类似地, 可由式(6)定义得到 $E_A D_2(A)$ 、 $E_A D_3(A)$ 代入即得式(8)成立。

由于信号子集空间结构不同, 导致了三路比特差错概率不等, $1 \leq D_1/D_2 \leq 8/7$ 。文[4]中提出用随机键控的方法可以消除不等差错。采用文[1]中方法, 定义卷积码修正生成函数为:

$$T(W_1, W_2, W_3, I) = \sum_{j_1, n_1, n_2, n_3} a_{n_1, n_2, n_3, j} W_1^{n_1} W_2^{n_2} W_3^{n_3} I^j \quad (9)$$

式中: n_i 表示 C_i 子序列的汉明重; $a_{n_1, n_2, n_3, j}$ 表示汉明重为 $n = n_1 + n_2 + n_3$ 的序列个数; I 表示信息比特; W_i 为编码比特权重。由一致界估计可得到 BICM 的误比特率上界^[1]:

$$P_b \leq \frac{1}{2} \cdot \frac{1}{2} \frac{\partial T(W_1, W_2, W_3, I)}{\partial I} \Big|_{W_i = D_i \text{ 或 } \bar{D}_i}, \quad I = 1, i = 1, 2, 3 \quad (10)$$

对于理想交织、理想信道估计的 Rayleigh 信道, 图 4 示出了 $S = 16, 32, 64, 128, 256$ 状态的误比特率上界。由于采用了许多近似, 该界有些宽松。

4 计算机仿真及数值分析

为了深入分析上述方案的性能, 用 COSSAP 软件包进行了系统仿真。假设扩频码长 $N = 256$, Chip 速率为 3.84M chip/s,

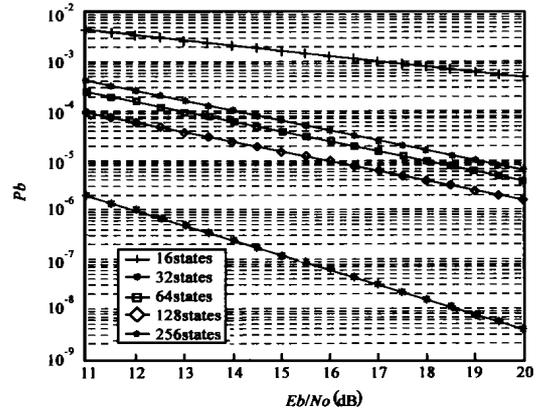


图 4 Rayleigh 衰落信道下误比特率上界

射频为 2GHz, 采用单抽头有多普勒频移的 Rayleigh 信道, 车速 100km/h, 相当于 120Hz 的多普勒频移, 接收端相干解调, 用导频信道进行相位估计. 交织器采用简单的行列交织, 定义单个比特交织器的长度为交织规模 FL .

首先, 车速为 100km/h, 交织规模 $FL=2100$ 的条件下, 仿真了 $R=2/3$ 码率, 16、32、64、128 状态凿孔卷积码 BICM 方案的误码率特性, 如图 5 所示.

由图 5 可见, 状态数增加一倍最多可获得 1dB 的增益. 16、32、64 状态的性能接近, 128 状态性能有较大提高. 文[1]、

[4] 中分析指出, BICM 体制下分集数约等于卷积码的自由距, 远大于 TCM 体制. 例如, 128 状态下, BICM 分集数为 8, 因此在快衰落信道下, BICM 性能要远好于 TCM.

其次, 在相同译码复杂度与交织规模前提下, 比较 BICM 相对于传统纠错方式的增益. 图 6 给出了 $R=2/3$, 64 状态 BICM 与 (3, 2, 3) 卷积码 + 8 进制正交调制 (Gray 编码) 的性能比较. 图 7 给出了 $R=1/2$, 256 状态、 $N=256$ BICM 与 (2, 1, 8) 卷积码、 $N=256$ 的性能比较.

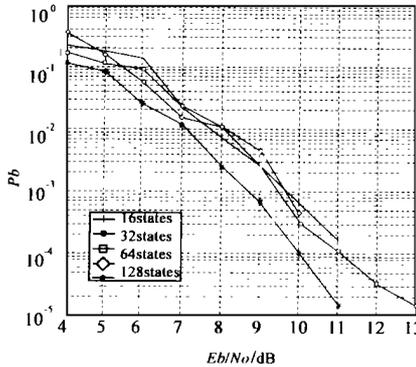


图 5 $R=2/3$, 不同状态 BICM 性能比较

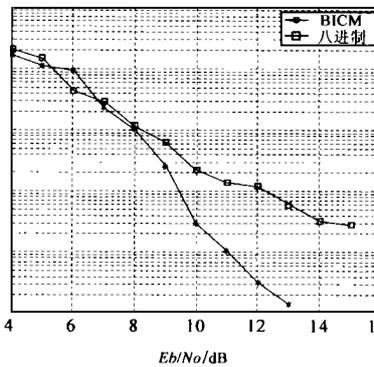


图 6 64 状态 BICM 与 (3, 2, 3) 卷积码 + 8 进制正交调制的性能比较

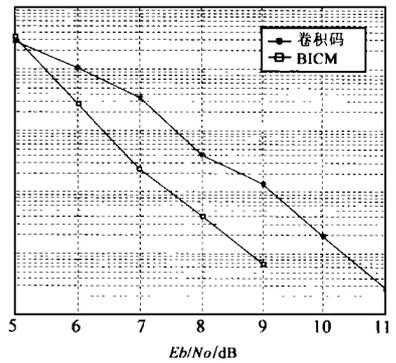


图 7 $R=1/2$, 256 状态 BICM 与 (2, 1, 8) 卷积码的性能比较

图 6、7 可见, BICM 性能远甚于单纯采用多进制正交调制的方案. 当 $P_b=2 \times 10^{-4}$ 时, BICM 比多进制有 4dB 的编码增益. 即使与相同状态的 (2, 1, 8) 卷积码相比, BICM 仍有约 1.5dB 的增益. 可见, 只要设计得当, BICM 仅需增加一些交织器、比较器, 就可获得比传统纠错编码更大的增益. 本仿真仅是初步结果, 为了检验纠错码本身的能力, 仅考虑了行列交织. BICM 交织器的设计和高速数据传输条件下的方案设计有待进一步的研究.

5 结论

实际的无线信道环境是极其恶劣的, 为了在发射功率严格受限条件下保证通信质量, 人们通过纠错编码、交织、扩频和调制等多种技术对抗衰落. 本文提出的基于双正交扩频序列集的 BICM 方案综合了这四者的优势, 极大的改善了误码特性, 设备复杂度却增加不大. 尤其对于未来的 3G 移动通信系统, 要支持高速率多媒体业务, BICM 不啻是最佳选择.

参考文献:

- [1] E. Zehavi. 8 PSK trellis codes for a Rayleigh channel [J]. IEEE Trans. Commun., May 1992, 40: 873-884.
- [2] U. Hansson and T. Aulin. Channel symbol expansion diversity improved coded modulation for the Rayleigh fading channels [C]. Proc. IEEE ICC '96, June 1996, 891-895.

- [3] X. Li and J. A. Ritcey. Trellis coded modulation with bit interleaving and iterative decoding [J]. IEEE J. Select. Areas Commun., April 1999, SAG 17: 715-724.
- [4] C. Caire, G. Taricco and E. Biglieri. Bit interleaved coded modulation [J]. IEEE Trans. Inform. Theory, May, 1998, IT-40: 927-946.
- [5] J. B. Cain, G. C. Clark, Jr. and J. M. Geist. Punctured convolutional codes of rate $(n-1)/n$ and simplified maximum likelihood decoding [J]. IEEE Trans. Inform. Theory, Jan. 1979, IT-25: 97-100.
- [6] J. Hagenauer. Rate compatible punctured convolutional codes and their applications [J]. IEEE Trans. Commun., Apr. 1988, 36: 389-400.

作者简介:



牛 凯 1976 年生, 于 1998 年获北京邮电大学信息工程专业学士学位, 现在北京邮电大学信息工程学院直读博士, 主要研究方向为第三代移动通信关键技术.

吴伟陵 1938 年生, 北京邮电大学信息工程学院教授、博士生导师. 中国电子学会信息论分会主任委员. 主要从事信息论、信息处理与移动通信方面的教学与科研工作.