

多径信道下基于 EM 算法的盲 LDPC 编码器识别研究

刘钰, 王方刚, 张静文, 艾渤, 钟章队

(北京交通大学轨道交通控制与安全国家重点实验室, 北京 100044)

摘 要: 随着认知无线电的出现, 盲编码器识别引起了广泛的关注。现有相关工作主要集中在加性高斯白噪声(AWGN)信道, 而多径场景下的盲识别尚未得到充分研究。考虑未知多径衰落信道下的盲低密度奇偶校验码(LDPC)识别, 提出了基于期望最大化(EM)算法的似然分类器, 以获得未知参数的最大似然估计值, 并采用平均对数似然比(LLR)估计器对未知编码器进行识别。数值结果表明, 该算法在多径信道中具有良好的识别性能, 特别是在低信噪比区域。

关键词: 认知无线电; 多径信道; 盲编码器识别; LDPC; EM 算法

中图分类号: TN929

文献标识码: A

doi: 10.11959/j.issn.1000-436x.2018153

EM-based blind LDPC identification in multipath channels

LIU Yu, WANG Fanggang, ZHANG Jingwen, AI Bo, ZHONG Zhangdui

(State Key Lab of Rail Traffic Control and Safety, Beijing Jiaotong University, Beijing 100044, China)

Abstract: As the advent of cognitive radios, blind encoder identification has attracted increasingly attentions since it plays an important role. The existing works mainly focus on additive white Gaussian noise (AWGN) channel, while the blind identification in multipath scenarios has not been sufficiently investigated. Considering the blind low density parity-check (LDPC) codes identification in the presence of unknown multipath fading channel, a likelihood-based classifier was proposed using the expectation maximization (EM) algorithm to obtain the maximum likelihood estimates of the unknown parameters. Then, an average log-likelihood ratio (LLR) estimator was adopted to classify the unknown encoder. Numerical results show that the proposed algorithm provides promising identification performance in multipath channels, especially in the low signal-to-noise ratio region.

Key words: cognitive radios, multipath fading channel, blind encoder identification, LDPC, EM algorithm

1 引言

认知无线电(CR, cognitive radio)是 5G 移动通信中的一项关键技术, 为无线通信中频谱资源缺乏提供了一种有效的解决方法。根据对频谱占用和其他无线信道参数的先验知识, CR 可以实现动态频

谱接入并提高频谱效率。然而在实际通信场景中, 接收机并不能直接从发射机获得先验信息。为了解决这个问题, Swaminathan 等^[1-3]已经研究了未知发射机先验信息的盲编码器识别。Bonvard 在软判决的情况下, 从接收有噪数据流中盲识别了纠错码, 可以估计纠错码的码长及码率^[2]。文献[3]提出了使

收稿日期: 2018-05-25; 修回日期: 2018-08-02

通信作者: 王方刚, wangfg@bjtu.edu.cn

基金项目: 中央高校基本科研业务费专项基金资助项目(No.2018JBM078); 国家自然科学基金资助项目(No.61571034, No.61725101); 北京自然科学基金资助项目(No.4182051, No.L172020); 泛网无线通信教育部重点实验室基金资助项目(No.KFKT-2018102); 北京科委重大专项基金资助项目(No.Z181100003218010)

Foundation Items: The Fundamental Research Funds for the Central Universities (No.2018JBM078), The National Natural Science Foundation of China (No.61571034, 61725101), The Natural Science Foundation of Beijing (No.4182051, No.L172020), The Key Laboratory of Universal Wireless Communications, Ministry of Education, P. R. China (No.KFKT-2018102), The Major Projects of Beijing Municipal Science and Technology Commission Under Grant (No.Z181100003218010)

用一对扩展码和扰码的伪随机(PN, pseudo-random)码的估计算法^[3]。

低密度奇偶校验(LDPC, low-density parity-check)码是一种具有稀疏奇偶校验矩阵的线性分组码。由于 LDPC 码可以获得接近 Shannon 极限的性能优势,在过去几年中已被广泛地研究和应用^[2-6]。Xiao 等^[4]研究了多径信道下的自适应 LDPC 解码系统。自适应均衡器通过发送来自发射机的训练序列以帮助消除多径信道的干扰,从而实现类似于 AWGN 信道中的差错性能。但是自适应均衡需要已知发射机的发送符号,在实际通信场景中并不适用。最近的研究中提出了使用期望最大化(EM, expectation maximization)算法的 LDPC 码盲识别算法^[2-3]。Tian 研究了在 AWGN 信道下基于对数似然比(LLR, log-likelihood ratio)的盲 LDPC 编码器识别,通过 EM 算法估计未知信道参数^[2]。然后又提出了一种在平坦衰落信道下正交幅度调制(QAM, quadrature amplitude modulation)信号的盲 LDPC 编码器识别方案^[3]。然而,以往的研究工作均只考虑 AWGN 或平坦衰落信道,多径衰落信道下的盲编码器识别并未得到研究,并且先前所提出的算法直接应用于多径衰落信道下会导致算法失效,无法达到良好的估计性能。

考虑在未知多径衰落信道下的盲 LDPC 码识别问题,提出了一种使用 EM 算法的基于似然性的分类器,并在接收端融合多个接收机的识别结果以提高识别性能。对于未知参数估计部分,基于 EM 的估计器提供了一种通过迭代计算未知参数的最大似然估计(MLE, maximum likelihood estimates)来估计未知参数的方法。对于盲编码器识别部分,通过计算每个接收机处接收符号的 LLR,导出校正子后验概率(APP)的 LLR。最后利用平均 LLR 度量而非累积 LLR 做判决,进一步提升识别性能。

2 系统模型

考虑单个发射机和 K 个接收机的系统模型,其中无线信道被建模为具有 L 条路径的多径衰落信道,为了识别发射端未知的 LDPC 编码器,在第 k 个接收机处接收到的基带信号 $r_{k,j}$ 可以表示为

$$r_{k,j} = \sum_{l=0}^{L-1} a_{k,l} e^{i\phi_{k,l}} s_{j-l}^\theta + \omega_{k,j}, j = 0, 1, \dots, n-1 \quad (1)$$

其中, $a_{k,l} > 0$ 和 $\phi_{k,l} \in [0, 2\pi)$ 为第 k 接收器处的第

l 条路径的未知信道增益和相位。 s_{j-l}^θ 为调制符号,源比特由 LDPC 编码器 θ 编码,信源传输的信息位定义为 $\mathbf{b}_v \in Z_2^q$, 其中, $Z_2 \in \{0,1\}$, v 为码字索引。在 q 个比特的信息位经过 LDPC 编码器 θ 之后,编码后的码字表示为 $\mathbf{c}_v^\theta \in Z_2^n$, 每个码字含 n 个比特。假设可以通过 Tian 所提出的方法实现完美的同步^[5], 在第 k 个接收机处,接收的每个码字为 $\mathbf{r}_{k,i}$, 其中, $k = 1, 2, \dots, K$ 。第 k 个接收机处的噪声样本服从零均值复高斯分布,即 $\omega_{k,j} \sim \text{CN}(0, \sigma_k^2)$ 。

盲编码器识别的任务是根据接收到的信号,从已知的候选编码器集合 Θ 中确定正确的编码器 θ 。通常假定 Θ 中的每个候选编码器均对应唯一的奇偶校验矩阵,且任意 2 个奇偶校验矩阵均没有任何相同的行。

3 盲编码器识别算法

3.1 LDPC 码奇偶校验关系

在本节中,提出了一个平均 LLR 度量来识别 LDPC 编码器 θ 的盲识别算法。假设 $\theta' \in \Theta$, GF(2) 域中相应的奇偶校验关系可以表示为

$$\mathbf{H}^{\theta'} \mathbf{c}^\theta = \mathbf{0}, \theta = \theta' \quad (2)$$

其中, $\mathbf{H}^{\theta'} \in Z_2^{(n-q)n}$ 是编码器 θ' 的奇偶校验矩阵, $\mathbf{c}^\theta = [c_0, c_1, \dots, c_{n-1}]^T$ 为一个码字。如果 $\theta \neq \theta'$, 则式(2)中关系不满足。定义一个非零向量 $\boldsymbol{\pi}_i^{\theta'}$ 作为奇偶校验矩阵 $\mathbf{H}^{\theta'}$ 的第 i 行中非零项的索引,即 $\boldsymbol{\pi}_i^{\theta'} = [\pi_i^{\theta'}(1), \pi_i^{\theta'}(2), \dots, \pi_i^{\theta'}(N_i^{\theta'})]^T$, $N_i^{\theta'}$ 为奇偶校验矩阵 $\mathbf{H}^{\theta'}$ 中非零元素的个数,其中, $0 \leq \pi_i^{\theta'}(1) < \pi_i^{\theta'}(2) < \dots < \pi_i^{\theta'}(N_i^{\theta'}) \leq n-1$ 。因此,式(2)中的奇偶校验关系可写为

$$c_{\pi_i^{\theta'}(1)} \oplus c_{\pi_i^{\theta'}(2)} \oplus \dots \oplus c_{\pi_i^{\theta'}(N_i^{\theta'})} = 0 \quad (3)$$

其中, $1 \leq i \leq n-q$, \oplus 表示 GF(2) 域中的和。

3.2 对数似然比度量

为了识别编码器 $\theta \in \Theta$, 使用式(2)中的校正子后验概率的对数似然比。对于二元随机变量 c_j 和 $r_{k,j}$, LLR 度量 $L(c_j | r_{k,j})$ ^[11] 可以表示为

$$\begin{aligned} L(c_j | r_{k,j}) &= \ln \frac{P_r\{r_{k,j} | c_j = 0\}}{P_r\{r_{k,j} | c_j = 1\}} + \ln \frac{P_r\{c_j = 0\}}{P_r\{c_j = 1\}} \\ &= L(r_{k,j} | c_j) + L(c_j) \\ &= L(r_{k,j} | c_j) \end{aligned} \quad (4)$$

其中, $L(c_j) = 0$, 因为 c_j 等于 0 或 1 的概率相等。

3.3 多径信道下盲编码器识别算法设计

根据式(1)中的系统模型, $L(r_{k,j} | c_j)$ 可表示为

$$L(r_{k,j} | c_j) = \ln \frac{P_r(r_{k,j} | c_j = 0)}{P_r(r_{k,j} | c_j = 1)} = \ln \frac{\exp\left\{-\frac{1}{\sigma_k^2} |r_{k,j} - f_k(c_j = 0)|^2\right\}}{\exp\left\{-\frac{1}{\sigma_k^2} |r_{k,j} - f_k(c_j = 1)|^2\right\}} \quad (5)$$

其中, $\Re\{\cdot\}$ 表示复数值的实部, $(\cdot)^*$ 表示变量的共轭。

$$f_k(c_j = 0) = \sum_{l=1}^{L-1} a_{k,l} e^{i\phi_{k,l}} s_{j-l} - a_{k,0} e^{i\phi_{k,0}} \quad (6)$$

$$f_k(c_j = 1) = \sum_{l=1}^{L-1} a_{k,l} e^{i\phi_{k,l}} s_{j-l} + a_{k,0} e^{i\phi_{k,0}} \quad (7)$$

由于多个接收机之间相互独立, K 个接收机协作融合后的对数似然比 $L(c_j | \mathbf{r}_{:,j})$ 可表示为

$$L(c_j | \mathbf{r}_{:,j}) = \ln \frac{P_r\{r_{1,j} | c_j = 0\} \cdots P_r\{r_{K,j} | c_j = 0\}}{P_r\{r_{1,j} | c_j = 1\} \cdots P_r\{r_{K,j} | c_j = 1\}} = \sum_{k=1}^K L(r_{k,j} | c_j) \quad (8)$$

其中, $\mathbf{r}_{:,j}$ 为 $K \times 1$ 维向量, 是 K 个接收机处接收信号的向量表示。在假设 θ' 下, $\gamma_i^{\theta'}$ 是奇偶校验矩阵 $\mathbf{H}^{\theta'}$ 第 i 行的校正子 APP 的 LLR。由式(3)~式(8)可将 $\gamma_i^{\theta'}$ 表示为

$$\gamma_i^{\theta'} = L\left(c_{\pi_i^{\theta'}(1)} \oplus \cdots \oplus c_{\pi_i^{\theta'}(N_i^{\theta'})} | \mathbf{r}_{\pi_i^{\theta'}(1)} \cdots \mathbf{r}_{\pi_i^{\theta'}(N_i^{\theta'})}\right) = 2 \tan^{-1} \left(\prod_{j=1}^{N_i^{\theta'}} \tanh\left(\frac{1}{2} L(c_{\pi_i^{\theta'}(j)} | \mathbf{r}_{\pi_i^{\theta'}(j)})\right) \right) \quad (9)$$

当 $\theta' = \theta$ 时, $\gamma_i^{\theta'}$ 的平均值为正数且大于当 $\theta' \neq \theta$ 的情况。在假设 θ' 下, 平均对数似然比 $\Gamma^{\theta'}$ 可表示为

$$\Gamma^{\theta'} = \frac{1}{n-q} \sum_{i=1}^{n-q} \gamma_i^{\theta'} \quad (10)$$

通过推导可知, 式(4)中的 $L(r_{k,j} | c_j)$ 需要利用未知多径衰落信道的信道信息, 包括信道增益和信道相位, 以及未知的发送符号。因此, 在第 4 章中提出了一种基于 EM 算法的盲信道估计方案来估计未知参数。

4 盲信道估计算法

4.1 多径信道的最大似然估计

在本节中, 提出了一个盲信道估计器来确定多径衰落信道的未知参数以及未知的发送符号。在假设 $\theta' \in \Theta$ 下, 似然函数为

$$p^{\theta'}(\mathbf{r} | \boldsymbol{\beta}) = \sum_{\mathbf{s}^{\theta'}} p^{\theta'}(\mathbf{r} | \mathbf{s}^{\theta'}, \boldsymbol{\beta}) p(\mathbf{s}^{\theta'} | \boldsymbol{\beta}) \quad (11)$$

其中, $\boldsymbol{\beta} = \{\boldsymbol{\beta}_k\}_{k=1}^K$ 为一个未知向量, 定义 $\boldsymbol{\beta}_k = [a_{k,0}, \phi_{k,0}, \dots, a_{k,L-1}, \phi_{k,L-1}]^T$, 调制符号为 $\mathbf{s}^{\theta'} = [s_0^{\theta'}, s_1^{\theta'}, \dots, s_{n-1}^{\theta'}]^T$ 。则对数似然函数 $L^{\theta'}(\boldsymbol{\beta})$, 可表示为

$$L^{\theta'}(\boldsymbol{\beta}) = \ln p^{\theta'}(\mathbf{r} | \boldsymbol{\beta}) = \sum_{j=0}^{n-1} \ln \left[\sum_{m=1}^2 p(s_j^{\theta'}) \exp\left\{-\frac{1}{\sigma_k^2} |r_{k,j} - f_k(s_j^{\theta'})|^2\right\} \right] \quad (12)$$

其中

$$f_k(s_j^{\theta'}) = a_{k,0} e^{i\phi_{k,0}} S_m^{\theta'} + \sum_{l=1}^{L-1} a_{k,l} e^{i\phi_{k,l}} s_{j-l}^{\theta'} \quad (13)$$

$S_m^{\theta'}$ 为 BPSK 调制候选集合中的第 m 个星座点。定义 $\hat{\boldsymbol{\beta}}^{\theta'}$ 为 $\boldsymbol{\beta}$ 在假设 θ' 下的 MLE。

$$\hat{\boldsymbol{\beta}}^{\theta'} = \arg \max_{\boldsymbol{\beta}} L^{\theta'}(\boldsymbol{\beta}) \quad (14)$$

需要注意的是, 式(14)中的问题是一个非凸问题, 由于它是高维的, 所以难以直接求解。为了处理这个复杂问题, 提出了一个基于 EM 的估计器来计算 $\boldsymbol{\beta}$ 的 MLE。

4.2 基于 EM 算法的估计器

EM 算法可以通过在期望步骤 (E 步骤) 和最大化步骤 (M 步骤) 之间迭代, 来解决存在不可观察潜在变量情况下的 MLE 问题。在问题中, 不可观察的潜在变量为调制符号 $\mathbf{s}^{\theta'}$ 。在假设 θ' 下, E 步骤和 M 步骤可以表示为

$$\text{E 步: } J(\boldsymbol{\beta} | \boldsymbol{\beta}^{\theta'}[t]) = E_{z | \mathbf{r}, \boldsymbol{\beta}^{\theta'}[t]} \ln p(\mathbf{z} | \boldsymbol{\beta}) \quad (15)$$

$$\text{M 步: } \boldsymbol{\beta}^{\theta'}[t+1] = \arg \max_{\boldsymbol{\beta}} J(\boldsymbol{\beta} | \boldsymbol{\beta}^{\theta'}[t]) \quad (16)$$

其中, \mathbf{z} 为无法直接从接收端获得的完整数据, $p(\mathbf{z} | \boldsymbol{\beta})$ 为已知的 \mathbf{z} 的概率密度函数。完整数据 \mathbf{z} 的选择并不唯一, 如果 \mathbf{z} 的选择不合适, 则可能会造成 EM 算法失效。针对所研究的多径信道下的盲编码器识别问题中, 完整数据为接收到的来自每条路径的数据, 定义一个不可逆函数 $F(\cdot)$, 则接收信号

$r_{k,j}$ 和完整数据 \mathbf{z} 之间的函数关系可以表示为

$$\begin{aligned} r_{k,j} &= F(\mathbf{z}_k) \\ &= \sum_{l=0}^{L-1} z_{k,l,j} \end{aligned} \quad (17)$$

其中, \mathbf{z}_k 为第 k 个接收机处的完整数据。

$$z_{k,l,j} = a_{k,l} e^{i\phi_{k,l}} s_{j-l} + \omega_{k,l,j} \quad (18)$$

$z_{k,l,j}$ 为第 k 个接收机处收到的第 l 条路径的完整数据, $\omega_{k,l,j}$ 为噪声分量, 服从零均值复高斯分布, 其噪声方差为 $\sigma_{k,l}^2 = \alpha_{k,l} \sigma_k^2$, 且 $\sum_{l=0}^{L-1} \alpha_{k,l} = 1$ [12], $\alpha_{k,l}$ 为一个随机的权重。因此 $\omega_{k,j}$ 可以被随机地分解, 即 $\sum_{l=0}^{L-1} \omega_{k,l,j} = \omega_{k,j}$ 。因为 K 个接收机彼此之间相互独立, 所以式(15)中的 E 步可以表示为

$$\begin{aligned} J(\boldsymbol{\beta} | \boldsymbol{\beta}^{\theta'}[t]) &= \sum_{k=1}^K J_k(\boldsymbol{\beta} | \boldsymbol{\beta}_k^{\theta'}[t]) \\ &= \sum_{k=1}^K E_{z_k | r_k, \boldsymbol{\beta}_k^{\theta'}[t]} \ln p(\mathbf{z}_k | \boldsymbol{\beta}_k) \end{aligned} \quad (19)$$

由式(19)可知, 式(15)中的问题被解耦为 K 个独立的问题。

由式(17)~式(19)可知, 为了简化 E 步和 M 步, 应该首先估计不可观察的潜在变量 $\mathbf{s}^{\theta'}$ 。定义 $\rho_{m,j}^{\theta'}[t]$ 为假设 θ' 下第 t 次迭代时, 第 j 个调制符号发送 BPSK 候选集合中的第 m 个星座点的后验概率, 假设每个发送符号的概率相同, 即 $p(s_j^{\theta'} = S_m^{\theta'} | \boldsymbol{\beta}^{\theta'}[t]) = \frac{1}{2}$, 则 $\rho_{m,j}^{\theta'}[t]$ 可表示为

$$\begin{aligned} \rho_{m,j}^{\theta'}[t] &= p(s_j^{\theta'} = S_m^{\theta'} | r_{:,j}, \boldsymbol{\beta}^{\theta'}[t]) \\ &= \frac{p^{\theta'}(r_{:,j} | s_j^{\theta'} = S_m^{\theta'}, \boldsymbol{\beta}^{\theta'}[t]) p(s_j^{\theta'} = S_m^{\theta'} | \boldsymbol{\beta}^{\theta'}[t])}{\sum_{m'=1}^2 p^{\theta'}(r_{:,j} | s_j^{\theta'} = S_{m'}^{\theta'}, \boldsymbol{\beta}^{\theta'}[t]) p(s_j^{\theta'} = S_{m'}^{\theta'} | \boldsymbol{\beta}^{\theta'}[t])} \end{aligned} \quad (20)$$

其中

$$\begin{aligned} p^{\theta'}(r_{:,j} | s_j^{\theta'} = S_m^{\theta'}, \boldsymbol{\beta}^{\theta'}[t]) \\ = \exp \left\{ \sum_{k=1}^K -\frac{1}{\sigma_k^2} \left| r_{k,j} - f_k(s_j^{\theta'}[t]) \right|^2 \right\} \end{aligned} \quad (21)$$

其中 $s_j^{\theta'}[t]$ 为第 j 个发送符号在假设 θ' 下的后验期望, $s_j^{\theta'}[t]$ 可表示为

$$s_j^{\theta'}[t] = \sum_{m=1}^2 \rho_{m,j}^{\theta'}[t] S_m^{\theta'} \quad (22)$$

令 $\bar{z}_{k,l,j}[t] = a_{k,l}[t] e^{i\phi_{k,l}[t]} s_{j-l}^{\theta'}[t]$, 因为每条可解析的路径均假设为平坦衰落, 则在相干时间内, 信道增益 $a_{k,l}$ 及相位 $\phi_{k,l}$ 均为未知的确定参数。因此条件期望 $J_k(\boldsymbol{\beta} | \boldsymbol{\beta}_k^{\theta'}[t])$ 可重新写为

$$J_k(\boldsymbol{\beta} | \boldsymbol{\beta}_k^{\theta'}[t]) = C_2 - \sum_{j=0}^{n-1} \sum_{l=0}^{L-1} \frac{1}{\sigma_{k,l}^2} \left| \hat{z}_{k,l,j}^{\theta'}[t] - \bar{z}_{k,l,j}^{\theta'}[t] \right|^2 \quad (23)$$

其中, C_2 为一个独立于未知参数的常量, 且

$$\hat{z}_{k,l,j}^{\theta'}[t] = \bar{z}_{k,l,j}^{\theta'}[t] + \alpha_{k,l} \left(r_{k,j} - \sum_{l=0}^{L-1} \bar{z}_{k,l,j}^{\theta'}[t] \right) \quad (24)$$

则式(15)中的 E 步和式(16)中的 M 步可简化为

E 步: 计算完整数据

$$\hat{z}_{k,l,j}^{\theta'}[t] = \bar{z}_{k,l,j}^{\theta'}[t] + \alpha_{k,l} \left(r_{k,j} - \sum_{l=0}^{L-1} \bar{z}_{k,l,j}^{\theta'}[t] \right) \quad (25)$$

M 步: 估计未知参数

$$\boldsymbol{\beta}_{k,l}^{\theta'}[t+1] = \arg \min_{\boldsymbol{\beta}_{k,l}} \sum_{j=0}^{n-1} \frac{1}{\sigma_{k,l}^2} \left(\hat{z}_{k,l,j}^{\theta'}[t] - \bar{z}_{k,l,j}^{\theta'}[t] \right)^2 \quad (26)$$

通过计算式(26)关于 $a_{k,l}^{\theta'}$ 的导数, 并使其等于 0,

则

$$a_{k,l}^{\theta'}[t+1] = \frac{1}{E[t]} \sum_{j=1}^{n-1} \Re \{ s_{j-l}^{\theta'} [t] \hat{z}_{k,l,j}^{\theta'} [t] e^{-i\phi_{k,l}^{\theta'} [t]} \} \quad (27)$$

其中, $E[t] = \sum_{j=0}^{n-1} |s_j^{\theta'}[t]|^2$ 。将式(27)代入式(26)中,

可以得到

$$\phi_{k,l}^{\theta'}[t+1] = \tan^{-1} \frac{\Im \{ (s_{j-l}^{\theta'} [t])^* \hat{z}_{k,l,j}^{\theta'} [t] \}}{\Re \{ (s_{j-l}^{\theta'} [t])^* \hat{z}_{k,l,j}^{\theta'} [t] \}} \quad (28)$$

$\Im\{\}$ 表示复数值的虚部分量。由于式(27)的二阶导数为一个负定矩阵, 则 $\phi_{k,l}^{\theta'}[t+1]$ 和 $a_{k,l}^{\theta'}[t+1]$ 即为 $\boldsymbol{\beta}_{k,l}^{\theta'}$ 的最优估计值。由式(25)、式(27)和式(28)可知, 通过使用所提出的算法, 式(15)中的问题被分解为 L 个独立的子问题。所提出的算法可以推导出完整数据及未知参数的闭合表达式, 并计算未知参数的最优解。将估计出的未知参数 $\boldsymbol{\beta}$ 代入式(5)后, 可计算式(9)中的平均 LLR, 发射机处编码器的最终判决结果由式(10)给出。

5 仿真结果

本节中提供了各种数值仿真来验证所提算法

的有效性。利用正确的识别概率作为识别性能的评估指标。蒙特卡洛试验的次数为1000次。为提升识别性能，利用了多个接收机进行LDPC编码器识别，将接收机的数量设置为 $K=3$ 。根据IEEE 802.11n标准，将LDPC编码器候选码字块长度设置为 $n=648$ 、1296和1944，且每种码长均对应4种不同的码率，即 $R=\frac{1}{2}$ 、 $\frac{2}{3}$ 、 $\frac{3}{4}$ 和 $\frac{5}{6}$ ，因此，LDPC编码器候选集合 Θ 包含12种不同的编码器。可解析的多径信道路径数设为 $L=6$ ^[8]。多径信道的前导系数设为1，即 $h_{k,0}=a_{k,0}e^{i\phi_{k,0}}=1$ ，其余信道系数服从 $\zeta^2=0.1$ 的零均值复高斯分布^[13-14]。

首先评估所提出的算法对码长 $n=648$ 的单个码块的识别性能，并使用正确识别概率作为性能度量。码长固定为 $n=648$ ，码率为 $R=\frac{1}{2}$ 、 $\frac{2}{3}$ 、 $\frac{3}{4}$ 和 $\frac{5}{6}$ 。因此，LDPC编码器候选集合 Θ 包含4种不同的编码器，即 $|\Theta|=4$ 。仿真结果如图1所示，对于所有不同的码率，当 $SNR=3$ dB时，识别概率接近100%且识别性能随着码率降低而增强。当 $SNR=1$ dB时，对于 $R=\frac{1}{2}$ ，正确的识别概率为100%，而当 $R=\frac{5}{6}$ 时，正确概率约为80%。主要原因为码率较低的情况下，奇偶校验比特数量较大，为所提出的算法提供了更好的识别性能。此外，仿真结果也表明，在奇偶校验位较少的情况下，识别性能不会有大幅度的降低。

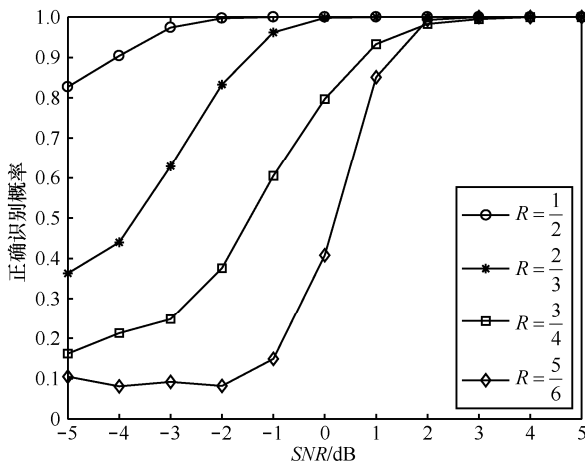


图1 正确识别概率随SNR的变化曲线

在图2中，给出了当码率 $R=\frac{5}{6}$ 时，不同码长

$n=648$ 、1296和1944时的正确识别概率，此时LDPC候选集 Θ 包含3种不同的编码器，即 $|\Theta|=3$ 。从图2可以看出，由于奇偶校验位的增加，正确的识别概率随着码字长度的增加而增大。值得注意的是，由于LDPC编码器识别结果与编码器候选集合 Θ 有关，候选集合不同时，对同一编码器的识别结果不同。

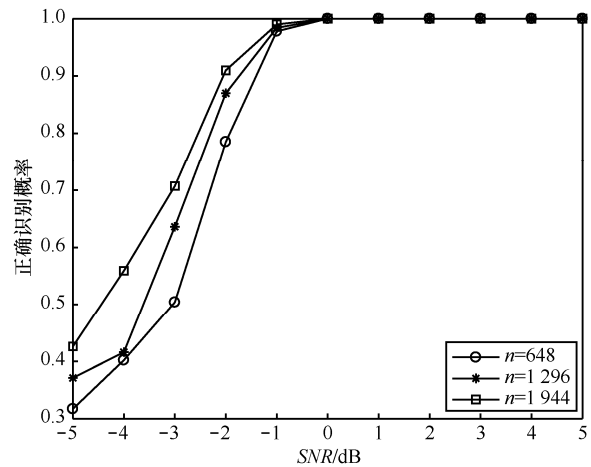


图2 正确识别概率随SNR的变化曲线

在图3中，仿真验证了当接收机数量分别为 $K=2$ 、3和4时的识别性能。将码长固定为 $n=648$ ，码率固定为 $R=\frac{5}{6}$ 。仿真结果表明，随着 K 的增加，由于多个接收机可以为识别带来分集增益，正确识别概率增大。

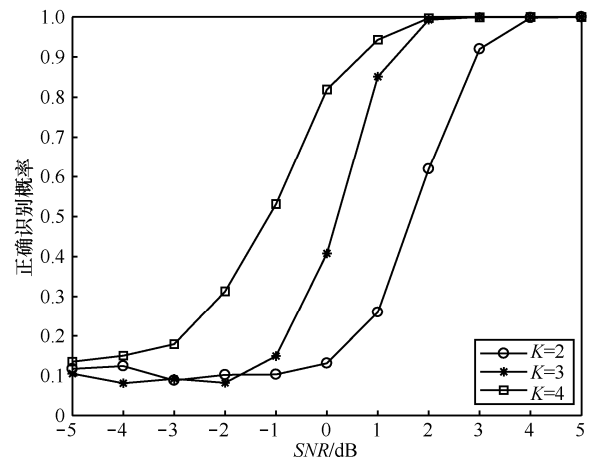


图3 正确识别概率随SNR的变化曲线

在图4中，通过仿真验证了当多径数目 $L=3$ 、6和10时的正确识别概率^[8,13]。码长固定为 $n=648$ ，

码率为 $R = \frac{5}{6}$ 。从图 4 可以看出, 多径数目越少, 识别性能越好, 即使多径数目增加到 $L=10$ 时, 仍可实现良好的识别性能。

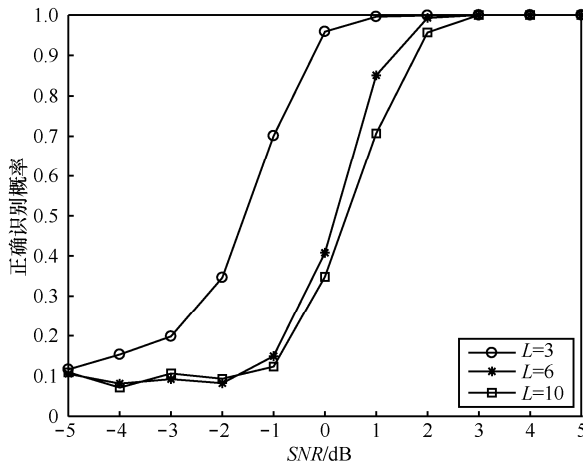


图 4 正确识别概率随 SNR 的变化曲线

6 结束语

提出了一个平均 LLR 估计器以解决多径信道下的盲 LDPC 码识别问题, 并利用基于似然的分类器估计未知参数, 包括信道增益、相位和未知调制符号。由于未知参数的最大似然估计难以直接确定, 因此利用 EM 算法将原始非凸的优化问题分解为多个较低维的子问题。

通过多个接收机协作做出最终判决以提高识别性能, 从仿真结果来看, 当使用 648 个带噪 BPSK 符号和 3 个接收机时, SNR 约为 3 dB 时, 正确的识别概率接近 100%。识别性能会随着数据样本数量的增大而增强, 即使在 SNR=1 dB 时也可以达到 100% 的正确识别概率。数值结果表明所提出的算法具有良好的识别性能。

参考文献:

[1] SWAMINATHAN R, MADHUKUMAR A S. Classification of error correcting codes and estimation of interleaver parameters in a noisy transmission environment[J]. IEEE Trans Broadcasting, 2017, 63(3): 463-478.

[2] XIA T, WU H C. Novel blind identification of LDPC codes using average LLR of syndrome a posteriori probability[J]. IEEE Trans Signal Process, 2014, 62(3): 632-640.

[3] XIA T, WU H C, CHANG S Y, et al. Blind identification of binary LDPC codes for M-QAM signals[C]//IEEE GLOBECOM. 2014: 3532-3536.

[4] XIAO Y, LEE M H. Adaptive LDPC decoding for multipath chan-

nels[C]//The Signal Processing. 2006: 1-4.

[5] XIA T, WU H C. Joint blind frame synchronization and encoder identification for low-density parity-check codes[J]. IEEE Commun Lett., 2014, 18(2): 352-355.

[6] QIAO Y, YIN X, XU L. Soft iterative detector and semi-blind identification for LDPC-coded MIMO systems in dispersive fading channels[C]//The IEEE WCNC. 2016: 1-6.

[7] WANG F, WANG X. Fast and robust modulation classification via Kolmogorov-Smirnov test[J]. IEEE Trans Commun, 2010, 58(8): 2324-2332.

[8] ZHANG J, CABRIC D, WANG F, et al. Cooperative modulation classification for multipath fading channels via expectation maximization[J]. IEEE Trans Wireless Commun, 2017, 16(10): 6698-6711.

[9] DOBRE O A, ABDI A, BAR-NESS Y, et al. Survey of automatic modulation classification techniques: classical approaches and new trends[J]. IET Commun, 2007, 1(2): 137-156.

[10] WANG F, DOBRE O A, CHAN C, et al. Fold-based Kolmogorov-Smirnov modulation classifier[J]. IEEE Signal Process Lett, 2016, 23(7): 1003-1007.

[11] HAGENAUER J, OFFER E, PAPKE L. Iterative decoding of binary block and convolutional codes[J]. IEEE Trans Inf Theory, 1996, 42(2): 429-445.

[12] XIE Y, GEORGHIADES C N. Two EM-type channel estimation algorithms for OFDM with transmitter diversity[J]. IEEE Trans Commun, 2003, 51(1): 106-115.

[13] WU H C, SAQUID M, YUN Z. Novel automatic modulation classification using cumulant features for communications via multipath channels[J]. IEEE Trans. Wireless Commun, 2008, 7(8): 3098-3105.

[14] ORLIC V D, DUKIC M L. Multipath channel estimation algorithm for automatic modulation classification using sixth-order cumulants[J]. Electron Lett, 2010, 46(19): 1348-1349.

[作者简介]



刘钰 (1995-), 女, 内蒙古包头人, 北京交通大学博士生, 主要研究方向为认知无线电和信号识别技术。

王方刚 (1982-), 男, 北京人, 博士, 北京交通大学教授, 主要研究方向为无线通信、信号处理和信息论。

张静文 (1990-), 女, 北京人, 博士, 主要研究方向为认知无线电和信号识别技术。

艾渤 (1974-), 男, 北京人, 博士, 北京交通大学教授, 主要研究方向为铁路无线通信与铁路控制理论与技术。

钟章队 (1962-), 男, 北京人, 北京交通大学教授, 主要研究方向为铁路无线通信、铁路控制理论与技术。