

使用分集技术的信号调制类型识别

贺涛 周正欧

(电子科技大学电子工程学院 成都 610041)

摘要: 针对衰落环境下的调制识别, 该文基于决策理论和多天线接收分集技术提出了一种解决方法。根据对未知信道和信号参数的不同处理方式, 推导了用于识别的似然函数, 并构造了分类器。采用多天线分集技术提高正确识别率, 并考虑了天线空间位置对分集合并的影响, 提出了解决办法。计算机仿真结果表明该文所述方法的有效性和正确性。

关键词: 调制类型识别; 衰落; 最大似然函数; 空间分集

中图分类号: TN911.7

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2008)04-0872-04

Modulation Classification Using Spatial Diversity

He Tao Zhou Zheng-ou

(Department of Electronic Engineering, UESTC, Chengdu 610054, China)

Abstract: A decision-theoretic based scheme is developed for modulation classification in a fading environment. The proposed method takes into account a flat Rayleigh fading propagation channel. The likelihood function is derived according to the channel and signals' parameters character and classifier is constructed. Spatial diversity technique with multi-antennas array receiver is exploited to improve the correct classification probability. A method dealing with the effect for diversity induced by the displacement of receiving antennas is also proposed. Simulations demonstrate that the proposed scheme is efficient in fading situations.

Key words: Modulation classification; Fading; Max-likelihood function; Diversity

1 引言

通信信号调制方式自动识别在频谱管理、信号检测、干扰确认和通信对抗等领域都具有重要的应用价值。

解决调制识别问题的办法之一是假设检验方法。通过对信号进行处理, 首先得到用于判决的充分统计量和似然函数, 进而对不同假设条件下的似然函数进行比较, 按一定的判决规则完成调制识别。由于截获接收机工作于非协作环境, 构造的似然函数中一般含有未知参数。对未知参数的不同处理方式导致了不同的调制识别解决方法: (1)平均似然比, 未知参数被认为是概率密度函数已知的随机变量; (2)通用似然比, 认为未知参数是确定的, 但其值未知; (3)混合似然比, 部分未知参数按(1)处理, 部分按(2)处理。

本文讨论衰落环境中的幅度-相位调制方式识别问题, 基于统计理论构造混合似然比分类器, 并采用多天线接收分集技术减少衰落的影响。在已有的参考文献中, Wei^[1]等针对理想情况提出了调制识别的最大似然方法, 并理论分析了识别性能, 没有考虑衰落信道的影响。Lay^[2]等提出了同时估计信道响应和调制识别的“预幸存”技术, 但需要利用精确的信道条件, 且其计算复杂度随备选调制样式数目增加而剧增。Barbarossa^[3]使用自适应盲均衡技术, 构造了非常复杂的接收机。El-Mahdy^[4]等提出了约等简化对数似然函数的次

最优算法, 对 Rayleigh 衰落下的 M-FSK 信号进行识别。胡建伟等在文献[5]中利用小波变化提出了识别 MPSK 信号的方法, 并在多径环境下取得较好的效果。Abdi^[6]等将天线阵列接收技术应用于调制识别领域, 但在分集处理时, 简单地将各天线收到的数据按等增益方式进行合并。本文推导出了与文献[6]类似但更简单的似然函数, 同时考虑了接收天线位于不同位置所带来的影响, 并提出解决办法。

2 信号模型

在空间不同位置的接收天线同时、独立地获取信号。经衰落信道传输后, 第 i 条天线收到的调制信号的复包络为^[7]

$$r_i(t) = \alpha_i(t)e^{j\phi_i(t)} \sum_l s[l]p(t-lT-\varepsilon T) + v_i(t),$$
$$i = 1, 2, \dots, L$$
(1)

其中 $\alpha_i(t)$ 表示由信道衰落引起的幅度因子, $\phi_i(t)$ 是相位因子, 二者互相独立。 $p(t)$ 为脉冲成型函数。 T 是符号周期, εT 代表一个符号周期内的传输延迟。接收天线数目为 L 。

经预处理后, 假设已完成载频估计, 波形恢复, 码元定时估计等, 即一个相干、同步的工作环境。不失一般性, 假设 $\varepsilon = 0$, $T = 1$, $p(t)$ 为矩形脉冲。

假设传输环境为平坦慢衰落信道, 在观察时间内, 可以认为 $\alpha_i(t)$ 和 $\phi_i(t)$ 是具有未知值的常数, 因此以下用 α_i 和 ϕ_i 表示。符号序列 $s[l]$ 来自某一种信号星座, 其星座点表示为复数符号 $\{s_{j1}, s_{j2}, \dots, s_{jM_j}\}$ 。 M_j 是第 j 种星座图 O_j 中的星座点总数。假设星座点独立同分布且具有相同的先验概率, 即

$p(s_{jk} | O_j) = 1/M_j$ 。信号星座的方差定义为 $\sigma_s^2 \equiv E\{[s[j]]^2\} = 1/M_j \sum_{j=1}^{M_j} |s[j]|^2$ 。 $v_i(t)$ 是零均值的高斯白噪声, 方差为 σ_v^2 。且噪声与信号序列相互独立。

接收信号经采样后, 得到离散复数序列表示

$$r_i[n] = \alpha_i e^{j\phi_i} s[n] + v_i[n], \quad i = 1, 2, \dots, L \quad (2)$$

多天线接收的调制制式识别问题可以表述为: 已知 $L \times N$ 个复数样本 $\{r_i[n]\}_{i=1}^{L \times N}$, 从 K 种等概率的已知信号星座中, 判决发送信号所用的调制类型, 这里 N 为每个信道信号的样本数。这样, 调制制式识别问题转化为多重假设检验问题。假设 H_j ($j = 1, 2, \dots, K$) 表示发射采用第 j 种星座。

3 对数似然函数及分类器结构

将 α 和 ϕ 视为确定量但其值未知, $s[n]$ 视为概率密度已知的随机变量, 可以构造混合似然比分类器用于调制识别。

$r_i[n]$ 的条件概率为^[1]

$$p(r_i[n] | H_j) = \sum_{k=1}^{M_j} p(r_i[n] | s_{jk}) p(s_{jk} | O_j) \quad (3)$$

其中 $p(r_i[n] | s_{jk})$ 表示当发射星座 O_j 中的点 s_{jk} 时, 接收到符号 $r_i[n]$ 的概率。

由式(2)及 AWGN 条件, 不难得到

$$p(r_i[n] | s_{jk}) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_v^2}} \exp\left[-\frac{1}{2\sigma_v^2} |r_i[n] - \alpha_i e^{j\phi_i} s_{jk}|^2\right] \quad (4)$$

由此, 式(3)可以写为

$$p(r_i[n] | H_j) = \frac{1}{\sqrt{2\pi M_j \sigma_v^2}} \sum_{k=1}^{M_j} \exp\left[-\frac{1}{2\sigma_v^2} |r_i[n] - \alpha_i e^{j\phi_i} s_{jk}|^2\right] \quad (5)$$

为简洁起见, 定义

$$C_i \equiv \alpha_i e^{j\phi_i}, \quad R_{ij}[n] \equiv \sum_{k=1}^{M_j} \exp\left[-\frac{1}{2\sigma_v^2} |r_i[n] - C_i s_{jk}|^2\right] \quad (6)$$

则

$$p(r_i[n] | H_j) = \frac{R_{ij}[n]}{\sqrt{2\pi M_j \sigma_v^2}} \quad (7)$$

定义 $\mathbf{r}_i \equiv \{r_i[n]\}, n = 1, 2, \dots, N$, 文献[7]证明 \mathbf{r}_i 可以作为调制分类的充分统计量。

由式(5)可得在 H_j 条件下, \mathbf{r}_i 的概率密度为

$$p(\mathbf{r}_i | H_j) = \prod_{n=1}^N \frac{R_{ij}[n]}{\sqrt{2\pi M_j \sigma_v^2}} \quad (8)$$

研究表明, 当接收天线间的距离超过数个波长时, 各接收路径的衰落属性可以认为是不相关的^[8]。在进行各天线的接收数据分集合并时, 由于各天线间的传输时延 τ 是个很小的数, 由此带来的接收信号幅度变化可以忽略不计。然而必须考虑接收信号间的相位变化 θ 。文献[6]就是直接对各天线的数据进行合并的(见该文的式(33))。虽然 τ 很小, 但由于 $\theta = 2\pi f_c \tau$, 而 f_c 通常是个很大的数, 导致 θ 的变化较大。如果对 θ 的处理不当, 将可能使分集合并不但达不到期望的结果, 反而带来负面的影响。

为此, 重新定义 C'_i 和 $R'_{ij}[n]$ 如下:

$$C'_i \equiv \alpha_i e^{j\phi_i} e^{j\theta_i}, \quad R'_{ij}[n] \equiv \sum_{k=1}^{M_j} \exp\left[-\frac{1}{2\sigma_v^2} |r_i[n] - C'_i s_{jk}|^2\right] \quad (9)$$

其中 θ_i 表示相对于某一参考位置, 由接收天线空间位置不同而引起的接收信号的相移。

由于天线独立工作, 在条件 H_j 时, 各天线接收数据的联合概率密度可以表示为

$$p(\mathbf{r}_1, \mathbf{r}_2, \dots, \mathbf{r}_L | H_j) = \prod_{i=1}^L \prod_{n=1}^N \frac{R'_{ij}[n]}{\sqrt{2\pi M_j \sigma_v^2}} \quad (10)$$

调制方式的判断最终取决于后验概率 $p(H_j | \mathbf{r}_1, \mathbf{r}_2, \dots, \mathbf{r}_L)$ 。由贝叶斯定理

$$p(H_j | \mathbf{r}_1, \mathbf{r}_2, \dots, \mathbf{r}_L) = \frac{p(\mathbf{r}_1, \mathbf{r}_2, \dots, \mathbf{r}_L | H_j) p(H_j)}{p(\mathbf{r}_1, \mathbf{r}_2, \dots, \mathbf{r}_L)}$$

可见, $p(\mathbf{r}_1, \mathbf{r}_2, \dots, \mathbf{r}_L)$ 与假设无关, 而在各假设等概率的条件下, $p(H_j) = 1/K$ 。由此, $p(H_j | \mathbf{r}_1, \mathbf{r}_2, \dots, \mathbf{r}_L)$ 可简化为 $p(\mathbf{r}_1, \mathbf{r}_2, \dots, \mathbf{r}_L | H_j)$ 。根据对数函数的单调性质, 对式(10)取自然对数, 在省略掉与判决无关的常数项后, 得到用于判决的对数似然函数为

$$l_j = \ln p(\mathbf{r}_1, \mathbf{r}_2, \dots, \mathbf{r}_L | H_j) = \sum_{i=1}^L \sum_{n=1}^N \ln \left(\frac{R'_{ij}[n]}{M_j \sigma_v^2} \right) \quad (11)$$

判决规则是选择使对数似然函数 l_j 取最大值的假设 H_j 作为判决结果, 即

$$H_j^* = \arg \max_{H_j} l(H_j | \mathbf{r}_1, \mathbf{r}_2, \dots, \mathbf{r}_L) \quad (12)$$

从以上的分析, 不难构建用于调制识别的多天线接收分类器, 其结构如图1所示。

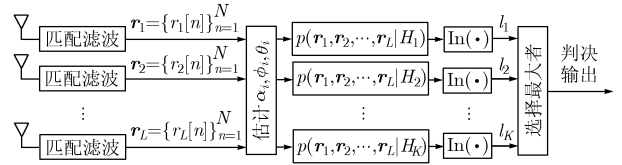


图1 分类器结构图

4 未知参数估计

对 α_i 和 ϕ_i 的估计方法有很多, 本文直接引用文献[9,10]基于高阶累积量的估计方法, 以克服高斯噪声的影响。对 θ_i , 推导一种基于最大似然方法的估计子。

4.1 α_i 的估计

由式(2)及相关假定, 可得

$$E\{|r_i[n]|^2\} = E\{(C_i s[n] + v_i[n])(C_i^* s[n] + v_i^*[n])\} = \alpha_i^2 E\{|s_i[n]|^2\} + E\{|v_i[n]|^2\} = \alpha_i^2 + \sigma_v^2 \quad (13)$$

$$E\{|r_i[n]|^4\} = E\{(C_i s[n] + v_i[n])^2 ((C_i^* s[n])^* + (v_i[n])^*)^2\} = \alpha_i^4 + 4\alpha_i^2 \sigma_v^2 + 2\sigma_v^4 \quad (14)$$

联立可求得 α_i 的估计为

$$\alpha_i = \sqrt[4]{2E^2\{|r_i[n]|^2\} - E\{|r_i[n]|^4\}} \quad (15)$$

4.2 ϕ_i 的估计

记 $r_i[n]$ 的同相和正交分量为: $r_{iI}[n] \equiv \text{Re}(r_i[n])$ 和 $r_{iQ}[n] \equiv \text{Im}(r_i[n])$, 有 $E\{r_{iI}^2[n]r_{iQ}^2[n]\} = 0$ 。

定义如下四阶矩和累积量:

$$\begin{aligned} \gamma_i &\equiv E\{r_{iI}^4[n]\} + E\{r_{iQ}^4[n]\} - 6E\{r_{iI}^2[n]r_{iQ}^2[n]\} \\ &= E\{r_{iI}^4[n]\} + E\{r_{iQ}^4[n]\} \end{aligned} \quad (16)$$

$$\gamma_{ia} \equiv \text{cum}\{r_{iI}[n], r_{iI}[n], r_{iI}[n], r_{iQ}[n]\} = E\{r_{iI}^3[n]r_{iQ}[n]\} \quad (17)$$

$$\gamma_{ib} \equiv \text{cum}\{r_{iI}[n], r_{iQ}[n], r_{iQ}[n], r_{iQ}[n]\} = E\{r_{iI}[n]r_{iQ}^3[n]\} \quad (18)$$

则 ϕ_i 的一个估计子为

$$\phi_i = \frac{1}{4} \text{atan} \left[4 \left(\frac{\gamma_{ia} - \gamma_{ib}}{\gamma_i} \right) \right] \quad (19)$$

4.3 θ_i 的估计

如前所述, θ 表示由于天线空间位置带来的接收信号相对相移。不妨以任一天线为参考点, 设 $\theta_1 = 0$ 。结合式(2)和式(9), 考虑空间相移时, $r_i[n]$ 的概率密度为

$$p(r_i[n]) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_v} \exp \left\{ -\frac{(r_i[n] - C'_i s[n])^2}{2\sigma_v^2} \right\} \quad (20)$$

$$p(\mathbf{r}_i) = \prod_{n=1}^N p(r_i[n]) = \frac{1}{(\sqrt{2\pi}\sigma_v)^N} \exp \left\{ -\frac{(\mathbf{r}_i - C'_i \mathbf{s})^2}{2\sigma_v^2} \right\} \quad (21)$$

其中 $\mathbf{s} \equiv \{s[1], s[2], \dots, s[n]\}$ 。

\mathbf{r}_i 与 \mathbf{r}_i 的联合概率密度为

$$p(\mathbf{r}_1, \mathbf{r}_i) = \frac{1}{(\sqrt{2\pi}\sigma_v)^{2N}} \exp \left\{ -\frac{1}{2\sigma_v^2} \sum_{m=1, i}^N (\mathbf{r}_m - C'_m \mathbf{s})^H (\mathbf{r}_m - C'_m \mathbf{s}) \right\} \quad (22)$$

其对数形式为

$$\ln p(\mathbf{r}_1, \mathbf{r}_i) = -2N \ln(\sqrt{2\pi}\sigma_v) - \frac{1}{2\sigma_v^2} \sum_{m=1, i}^N (\mathbf{r}_m - C'_m \mathbf{s})^H (\mathbf{r}_m - C'_m \mathbf{s}) \quad (23)$$

根据最大似然估计原理, 在式(23)中, 分别对 θ_i 和 \mathbf{s} 求导, 并令其等于零, 得

$$\frac{\partial \ln p(\mathbf{r}_1, \mathbf{r}_i)}{\partial \beta_i} = \frac{j}{2\sigma_v^2} [\mathbf{r}_i^H (C'_i \mathbf{s}) - (C'_i \mathbf{s})^H \mathbf{r}_i] = \mathbf{0} \quad (24)$$

$$\frac{\partial \ln p(\mathbf{r}_1, \mathbf{r}_i)}{\partial \mathbf{s}} = -\frac{1}{2\sigma_v^2} \sum_{m=1, i}^N -C'_m (\mathbf{r}_m - C'_m \mathbf{s}) = \mathbf{0} \quad (25)$$

其中 $\mathbf{0}$ 为 $N \times 1$ 维矢量, 其元素全部为 0。

由式(24)和式(25), 经简单计算, 得到 θ_i 的估计:

$$\hat{\theta}_i = \begin{cases} \frac{1}{2j} \ln \left(\frac{\mathbf{r}_i^H \mathbf{r}_i}{\mathbf{r}_i^H \mathbf{r}_1} \right), & i \neq 1 \\ 0, & i = 1 \end{cases} \quad (26)$$

5 实验结果

设 $K = 6$, 可能的调制方式集合为 $\{\text{BPSK}, \text{QPSK}, \text{SPSK}, \text{8QAM}, \text{16QAM}, \text{64QAM}\}$ 。信号星座归一化, 即满足 $E\{|s[j]|^2\} = 1$ 。基带信号平均功率为 $s_0 = E\{\alpha_i e^{j\theta_i} s[j]^2\} = E\{\alpha_i^2\}$, 定义信噪比(SNR)为 s_0/σ_v^2 。实验中, 对每一信噪比进行 1000 次 Monte Carlo 仿真。

5.1 估计 θ 的效果

为了检验估计相移 θ 的效果, 采用两组天线接收并进行分集, 针对不同的信号星座集合 $\{\text{8QAM}, \text{16QAM}, \text{64QAM}\}$ 和 $\{\text{BPSK}, \text{QPSK}, \text{8PSK}\}$ 的情况分别进行了计算机仿真实验。瑞利平坦衰落信道环境下, 观察符号长度分别为 200 和 400, θ 的真实值取 $\pi/8$ 。图 2(a), 2(b) 分别示出了在这两种信号星座集的情况下, θ 已知和采用式(26)对其进行估计的调制识别效果。

从图 2(a)可见, 采用 θ 估计值的识别正确率(Pcc)低于采用真实值的效果。以采样点数 400 为例, 在低信噪比(低于 3dB)时, 识别差距略为 10%。但随着信噪比提高, 识别差距逐渐减小。当 $\text{SNR} > 10\text{dB}$ 时, 采用估计值的识别率仅比采用真实值时低 3% 左右。这说明了相移估计方法的有效性。此外, 观测数据的长度对识别的效果影响也比较明显。从图 2(a)可以清楚地看到, $N=400$ 时的检测效果优于 $N=200$ 时。而且前者在采用估计 θ 的情况下, 性能也与后者采用 θ 真实值时相当。

当采用信号星座集合时 $\{\text{BPSK}, \text{QPSK}, \text{8PSK}\}$, 结果如图 2(b)所示。比较图 2(a)和图 2(b)两种情况, 可以得到类似的结论。而图 2(b)的识别率较图 2(a)高, 其原因在于基于假设检验方法构造的分类器在判决时计算接收点与备择星座点间的距离, 结果是倾向于更高阶数的调制方式, 从而当备择星座集合中含有较高阶数的调制制式, 如图 2(a)中 64 QAM 时, 识别的准确率降低。

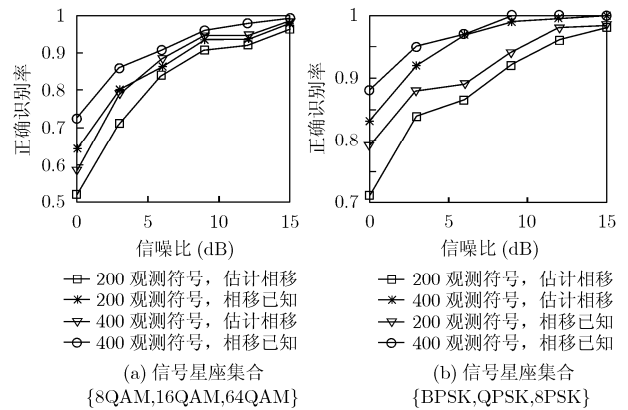


图2 相移估计对正确识别的影响示意

5.2 接收天线数目对衰落环境的效果

图 3 显示了瑞利衰落环境下, 不同接收天线数目时调制正确识别率与信噪比的关系。实验中, 观察数据点数 $N=400$, 各择信号星座集 $\{\text{BPSK}, \text{QPSK}, \text{8QAM}, \text{16QAM}\}$, 天线相移 $\beta_i = (i-1)\pi/8$ ($i=1, 2, 3, 4$)。

不难看出相同环境下, 增加天线数目对提高调制识别正确率的效果。例如在 SNR 为 5dB 时, 单天线情况时, 正确识别率为 72%, 而双天线时达到 83%。采用 3 天线接收分

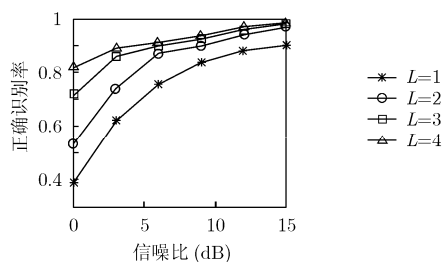


图 3 接收天线数与调制识别率示意

集时, 识别率进一步提高, 达到 90% 左右。在信噪比更高时, 增加天线数目带来的识别率收益相对下降。同时, 从图 3 可以看出, 当天线数目从 3 增加到 4 时, 正确识别率增加并不明显。正如文献[8]中指出, 在 Rayleigh 衰落信道下, 为了克服衰落的影响, 一般采用的分集不超过 4 重。

6 结束语

本文针对平坦瑞利衰落信道中的幅度-相位调制信号的分类问题, 给出了基于多天线分集接收的假设检验方法。研究表明, 多天线接收分集技术应用于调制信号识别领域, 能有效地降低对观测数据长度或信噪比的要求, 提高调制识别的正确率。与文献[6]的算法相比, 考虑了天线空间位置对分集的影响, 更具合理性。

参 考 文 献

- [1] Wei W and Mendel J M. Maximum-likelihood classification from digital amplitude-phase modulations. *IEEE Trans. on Commun.*, 2000, 48(2): 189-193.
- [2] Lay N E and Polydoros A. Modulation classification in unknown ISI environments. MILCOM'95, San Diego, CA: 1995: 170-174.
- [3] Barbarossa S, Swami A, Sadler B, and Spadafora G. Classification of digital constellations under unknown multipath propagation conditions. *Proceeding of SPIE*, 2000, Vol. 4045, 175-184.
- [4] El-Mahdy A E and Namazi N M. Classification of multiple M-ary frequency-shift keying signals over a Rayleigh fading channel. *IEEE Trans. on Commun.*, 2002, 50(3): 967-974.
- [5] 胡建伟, 汤建龙, 杨绍全. 使用小波变换的 MPSK 信号调制类型识别. *电路与系统学报*, 2006, 11(3): 130-134.
Hu Jian-wei, Tang Jian-long, and Yang Shao-quan. Identification of MPSK modulation types using the wavelet transform. *Journal of circuits and systems*, 2006, 11(3): 130-134.
- [6] Abdi A, Dobre O A, Choudhry R, Bar-Ness Y, and Su W. Modulation classification in fading channels using antenna arrays. MILCOM'04, 2004, Monterey, USA. 211-217
- [7] Proakis J G. *Digital Communications*. 4th ed., New York: Mc-Graw Hill, 2001, Chap14.
- [8] 姚庆栋, 梁惠君, 戴文琪 编著. 数字无线传输. 杭州: 浙江大学出版社, 1992, 第四章.
Yao Qing-dong, Liang Hui-jun, and Dai wen-qi. *Digital Wireless Transmission*. Hang Zhou, ZheJiang University publishing house, 1992, ch.4.
- [9] Cartwright K V. Blind phase recovery in general QAM communication systems using alternative higher order statistics. *IEEE Signal Processing Letters*, 1999, 6(12): 327-329.
- [10] Dai Wei, Wang Youzheng, and Wang Jing. Joint power estimation and modulation classification using second and higher statistics. Proc. IEEE WCNC 2002, Orlando, Florida, 155-158.

贺 涛: 男, 1974 年生, 博士生, 研究方向为通信信号处理。

周正欧: 男, 1940 年生, 教授, 博士生导师, 研究方向为通信信号处理、探地雷达。