

基于 FB-CFAR 的多径信道阶检测算法

李 钰, 顾宇杰, 陈抗生

(浙江大学信息与电子工程系, 浙江杭州 310027)

摘 要: 多径信道阶的检测是无线通信参数化信道估计的首要步骤, 对系统性能有着重要的影响. 然而, 目前使用的检测方法大多是基于 Akaike 信息理论准则(AIC)或最小描述长度准则(MDL)提出的. 这些准则在高信噪比条件下性能较好, 但在低信噪比时检测性能不好. 本文提出了一种基于前后平滑恒虚警率准则(FB-CFAR)的算法来提高信道阶的检测性能. OFDM 系统中的仿真结果表明该算法能有效提高低信噪比时多径信道阶的正确检测概率.

关键词: 参数化信道模型; 无线通信; FB-CFAR; 多径信道阶

中图分类号: TN929.5 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112(2007)01-0175-05

Detecting the Order of Multipath Channel Based on FB-CFAR Algorithm

LI Yu, GU Yurjie, CHEN Kangsheng

(Department of Information and Electronic Engineering, Zhejiang University, Hangzhou, Zhejiang 310027, China)

Abstract: Detecting the order of multipath channel is the first step of a parametric channel estimator in wireless communication. It is critical to improve the performance of system. However, the methods to estimate the order of multipath are mainly based on Akaike information theoretic criterion (AIC) or minimum description length (MDL). They perform good at high SNR but bad at low SNR. In this paper, an improved constant false alarm rate algorithm based on forward backward averaging (FB-CFAR) is proposed to detect the order of multipath channel. Simulation results in an OFDM system demonstrate that this algorithm can improve the probability of correct detection at low SNR effectively.

Key words: parametric channel model; wireless communication; FB-CFAR; order of multipath channel

1 引言

多径传播使无线信道的建模成为无线通信系统设计中最为困难的问题之一. 近年来, 一些非参数化的信道估计器不断被提出. 然而, 由于非参数化信道估计器的维数往往比较大, 这会导致信道估计器的复杂性增加和性能下降. 另一方面, 由于信道增益很小的路径对系统性能几乎没有影响, 因此无线信道往往可以通过若干信道增益较大的路径来进行建模. 基于这一建模方式的参数化信道估计器已经被广泛应用于 GSM 系统中.

另外, 许多盲信道估计方法通常假定信道的多径数目是已知的. 实际上, 这一参数也是必须进行检测的. 目前, 大多数的信道阶检测方法都基于 AIC 和 MDL 这两种信息理论准则^[1]. 但是, 这些信息理论准则是在假定连续信号矢量是一致独立的零均值高斯分布随机矢量, 并且噪声必须是与信号不相关的高斯白噪声的条件下建立起来的. 因此, 这些方法的检测性能对信噪比是很敏感的, 在实际应用中的检测稳健性较差^[1]. Liavas 等在文献^[2]中甚至提到, 利用 AIC 和 MDL 方法来检测高信噪比时的信道阶也不能得到理想的结果. 文献^[1]

利用连续特征值之比来做信道阶的检测, 在高信噪比条件下获得了较好的性能, 但在低信噪比时不理想. 文献^[3]中, 一种利用线性预测滤波的改进方法被提出, 但这种方法的门限判决很复杂并且要已知初始门限.

文献^[4]提出了 FB-MDL 检测算法, 是一种性能和计算复杂性都较好的信道阶检测算法. 它成功地解决了 MDL 方法在高信噪比条件下不能解决的信道阶检测问题, 但在低信噪比时的性能还不是很好. 同时, 性能受多普勒频率影响明显. 文献^[5]中, 基于 CFAR 的频率信号估计技术被提出. 这种技术的检测门限取决于噪声的统计值. 但这种技术并不能直接应用于信道阶的检测, 因为有些无线信道的路径增益较小特别是当路径数目比较大时信道增益相差比较大.

本文首先利用前后平滑建立相关矩阵, 前后平滑能在信号子空间不变的情况下增大增益路径对应的特征值; 然后, 本文将恒虚警的思想引入信道阶的检测, 提出了基于前后平滑的恒虚警率准则(FB-CFAR)的信道阶检测算法. 通过在 OFDM 系统中两种典型多径信道的仿真, 结果表明 FB-CFAR 算法能有效提高多径信道阶的正确检测概率.

本文的组织结构如下. 第 2 部分介绍 OFDM 的系统模型

和几种典型的信道阶检测算法;第3部分介绍了本文提出的FB CFAR算法;接着,在第4部分通过仿真来证明本文算法的有效性;最后,在第5部分给出结论。

2 系统模型和典型准则

2.1 系统模型

考虑一个具有 N 个子载波的 OFDM 系统. 在这些子载波中,有 N_u 个位于频谱中间位置用于发送数据信息的有用子载波. 其中,包含 N_p 个导频子载波用于做信道估计.

根据文献[6],无线信道的时延脉冲响应的复基带形式可以表示为

$$h(t, \tau) = \sum_l \rho_l(t) c(\tau - \tau_l) \quad (1)$$

其中, τ_l 为第 l 条路径的时间延时, $\rho_l(t)$ 为第 l 条路径的复幅度, $c(t)$ 是一个成形脉冲,其频率响应通常是一个升余弦滤波器. 为方便,假定成形脉冲是理想的;另外,假设信道在一个 OFDM 符号内时不变且接收机获得理想同步,则多径衰落信道的频率响应可以表示为

$$H_{i,n} = \sum_{l=1}^L h_l(iT) e^{-j2\pi \frac{nT}{T_s} \tau_l} \quad (2)$$

其中, $h_l(iT)$ 为第 i 个 OFDM 符号中第 l 条路径的增益, T_s 为采样时间, T 为整个 OFDM 符号包括保护间隔的持续时间. 这样,接收端基带信号的频率响应可以表示成

$$Y_{i,n} = X_{i,n} * H_{i,n} + W_{i,n} \quad (3)$$

其中, $X_{i,n}$ 表示第 i 个 OFDM 符号的第 n 个子载波的频域发送信号, $Y_{i,n}$ 表示第 i 个 OFDM 符号的第 n 个子载波的频域接收信号, $W_{i,n}$ 表示第 i 个 OFDM 符号的第 n 个子载波上协方差为 σ_n^2 的复高斯白噪声.

2.2 典型准则

考虑测量 K 维的连续数据矢量,其数学模型为

$$x(n) = As(n) + w(n) \quad (4)$$

其中, A 为一 $K \times L$ 矩阵,并且 ($L \leq K$), $x(n)$ 是接收信号矢量, $s(n)$ 是发送信号矢量,具有非奇异协方差矩阵

$$S \triangleq E\{s(n)s^H(n)\} \quad (5)$$

其中, $()^H$ 表示哈密特转置, $w(n)$ 是均值为 0 的复高斯随机噪声矢量,其协方差矩阵可以表示为

$$W \triangleq E\{w(n)w^H(n)\} = \sigma_n^2 I \quad (6)$$

其中, I 表示单位矩阵. 另假定信号 $s(n)$ 和噪声 $w(n)$ 是不相关的. 在这些假定条件下,接收信号 $x(n)$ 的相关矩阵可以表示为

$$R \triangleq E\{x(n)x^H(n)\} = ASA^H + \sigma_n^2 I \quad (7)$$

其中, ASA^H 是一个满秩矩阵,矩阵 A 扩展的 L 维子空间通常叫做信号子空间,剩余的正交矢量组成噪声子空间. 理论上,我们可以将矩阵 R 的特征值表示成

$$\lambda_1 \geq \lambda_2 \geq \dots \geq \lambda_L > \lambda_{L+1} = \dots = \lambda_K = \sigma_n^2 \quad (8)$$

因此,对最小特征值的求取可获得信号子空间和噪声子空间. 但实际上,准确的数据协方差矩阵是很难得到的,只能通过 N_c 次有限采样得到近似的协方差矩阵

$$R = \frac{1}{N_s} \sum_{n=1}^{N_s} x(n)x^H(n) \quad (9)$$

这种情况下,对应于噪声子空间的矩阵的小特征值几乎是不相等的. 这样,信号子空间维数的检测也变得复杂了. 为此,一些学者提出了一些检测准则.

基于采样相关矩阵的特征值,利用信息理论准则,信号子空间的秩可得到估计. AIC 准则和 MDL 准则都可以用一个似然函数和一个罚函数的和来表示,即

$$\phi(\alpha) = N_s(K - \alpha) \ln \Lambda(\alpha) + P(k, \alpha, N_s) \quad (10)$$

其中, K 为阵列维数, α 表示可能的信号子空间秩, $\Lambda(\alpha)$ 可以用一个对数似然函数来定义

$$\Lambda(\alpha) = \left[\frac{1}{K - \alpha} \sum_{i=1}^K \lambda_i \right] \left[\prod_{i=1}^{\alpha} \lambda_i \right]^{1/(K - \alpha)} \quad (11)$$

最后,信号子空间的秩,也就是多径检测中的信道阶可通过使下式最小化来决定

$$L = \arg \min_{\alpha \in \{0, \dots, K-1\}} \phi(\alpha) \quad (12)$$

这两种方法具有不同的罚函数, AIC 准则的罚函数为

$$P_{AIC} = \alpha(2K - \alpha) \quad (13)$$

MDL 准则的罚函数可以表示成

$$P_{MDL} = \frac{1}{2} \alpha(2K - \alpha) \ln N_s \quad (14)$$

另一重要的检测准则是 FB MDL^[7],它在建立相关矩阵过程中利用了中心对称阵列的哈密特性质,其平滑过程可表示为

$$A = JA^* \quad (15)$$

其中, $()^*$ 表示复共轭, J 是一个反对角元素为 1,其它元素为 0 的矩阵. 从式(9)和式(15)可得到

$$JR^*J = AS^*A^H + \sigma_n^2 I \quad (16)$$

其中, R^* 为相关矩阵 R 的复共轭. 显然,矩阵 R 和 JR^*J 具有相同的信号子空间,即前后平滑后信号子空间没有发生变化. 这样,前后平滑后的相关矩阵可表示为

$$R_{fb} = \frac{1}{2} (R + JR^*J) \quad (17)$$

相应地,罚函数可以表示为^[7]

$$P_{FB-MDL} = \frac{1}{4} \alpha(2K - \alpha + 1) \ln N_s \quad (18)$$

3 FB-CFAR 检测算法

3.1 相关矩阵

从式(3)得到第 m 个导频子载波的信道频率响应

$$H_{i,p(m)} = \frac{Y_{i,p(m)}}{Y_m} = \sum_{l=1}^L h_l(iT) \cdot e^{-j2\pi \frac{p(m)T}{T_s} \tau_l} + W_{i,p(m)} / Y_m \quad (19)$$

上式中 $p(m)$ 表示第 m 个导频子载波在一个 OFDM 符号所有子载波中的位置, $W_{i,p(m)}$ 为相应的噪声频率响应, Y_m 表示第 m 个导频子载波符号. 从式(19)可以看到, $H_{i,p(m)}$ 包含有 L 个不同的频率信号,并且 L 即为多径信道的阶. 从子空间的角度,可以将无线信道的每个路径看成是一个信号子空间.

为简化,可以将导频子载波上的频率响应写成 $H'_i = [H'_{i,1}, H'_{i,2}, \dots, H'_{i,M}]$. 根据空间平滑的思想^[4],可组成快拍

阵列

$$\mathbf{Q}(i) = \begin{bmatrix} H'_{i,1} & H'_{i,2} & \cdots & H'_{i,G} \\ H'_{i,2} & H'_{i,3} & \cdots & H'_{i,G+1} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ H'_{i,D} & H'_{i,D+1} & \cdots & H'_{i,M} \end{bmatrix} \quad (20)$$

其中, $D = M - G + 1$, M 为总的导频个数, D 为平滑后的子阵列个数, G 为每个子阵列的维数. 因此, 前后平滑后的相关矩阵可以表示成

$$\mathbf{R}(i) = \frac{1}{2K} (\mathbf{Q}(i) \mathbf{Q}(i)^H + \mathbf{J}(\mathbf{Q}(i) \mathbf{Q}(i)^H)^* \mathbf{J}) \quad (21)$$

为了得到好的估计性能, 通过对 N_s 个相关矩阵 $\mathbf{R}(i)$ 的平均来求取估计相关矩阵

$$\mathbf{R}_{fb} = \frac{1}{N_s} \sum_{i=1}^{N_s} \mathbf{R}(i) \quad (22)$$

接着, 对 \mathbf{R}_{fb} 进行特征分解可以得到

$$\mathbf{R}_{fb} = \begin{bmatrix} u_1 \\ \vdots \\ u_D \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \lambda_1 & & \\ & \ddots & \\ & & \lambda_D \end{bmatrix} [u_1^* \quad \cdots \quad u_D^*] \quad (23)$$

其中, $[u_1^* \quad \cdots \quad u_D^*]^T$ 为相关矩阵 \mathbf{R}_{fb} 的特征矢量, $\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_D$ 为相应的特征值. 这些特征值之间的关系可以表示成

$$\lambda_i = \begin{cases} \bar{\lambda}_i + \sigma_i^2 & i \leq L \\ \sigma_i^2 & i > L \end{cases} \quad (24)$$

上式中, $\bar{\lambda}_i$ 表示第 i 个特征值中由信号引起的部分, σ_i^2 表示第 i 个特征值中由噪声引起的部分.

3.2 算法

虚警概率指的是在判决过程中由于噪声的干扰将没有发生的事情错误地判决为发生的概率. 在雷达、声呐等领域, 由于噪声干扰的随机性, 得到一个观察信号, 不能肯定地说是否包含信号, 包含哪个信号, 往往要通过一定的判决准则来确定. 传统的判决准则有: Bayes 判决准则、极大极小准则、最小错误概率准则等, 但由于大多数情况下不知道先验概率, 因此这些准则在实际工作中无法应用. 恒虚警常常是解决此类问题的好方法. 本文将恒虚警的思想运用到信道阶的检测中, 使得在不同的信噪比条件下取得较一致的虚警概率.

恒虚警率门限的判决依赖于对特征值分布的估计, 即均值 m_λ 和方差 σ_λ 的估计. TM CFAR 算法^[8]指出按采样阶剔除“野值”能使对特征值分布的估计性能得到改进. 本文采用四分之一采样阶统计法, 即剔除最大的四分之一特征值和最小的四分之一特征值, 用中间的特征值对均值和方差进行估计. 因为从统计学角度讲, 这种估计方法能获得鲁棒的估计性能. 为了进一步提高性能, 本文结合前后平滑技术和逼近的 CFAR 算法来进行多径信道阶的检测. 为简化, 假定 $\sigma_1^2, \sigma_2^2, \dots, \sigma_D^2$ 是逼近高斯的. 根据文献^[9], 判决门限值可由恒虚警率决定

$$P_{CFAR} \triangleq \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\frac{V_T - m_\lambda}{\sqrt{2} \sigma_\lambda} \right) \quad (25)$$

其中, $\operatorname{erfc}(x) = \frac{2}{\sqrt{2}} \int_x^\infty e^{-t^2} dt$ (26)

P_{CFAR} 为恒虚警率, V_T 为 FB CFAR 检测算法的判决门限, m_λ

为估计的噪声均值, σ_λ 为标准方差. 从式(25)可以看到, 如果将判决门限设定为 $V_T = m_\lambda + q\sigma_\lambda$ 其中 q 为对应于虚警率的一个常数, 那么检测门限将随着噪声水平而变化但虚警率将始终保持不变.

FB CFAR 算法的具体步骤可以总结如下:

第 1 步: 首先, 按式(20)产生采样快拍阵列;

第 2 步: 按式(21), 利用前后平滑技术建立相关矩阵;

第 3 步: 对 N_s 个相关矩阵求平均;

第 4 步: 对平均后的相关矩阵 \mathbf{R}_{fb} 进行特征分解并对特征值按降序进行排列;

第 5 步: 根据采样阶统计方法估计均值 m_λ 和方差 σ_λ ;

第 6 步: 根据恒虚警率公式(25)求取判决门限 V_T ;

第 7 步: 对每个特征值进行 FB CFAR 检测;

第 8 步: 根据大于门限的特征值的个数求取信道阶 L .

3.3 性能分析

从上所述可知 FB CFAR 检测算法的性能主要依赖于由相关矩阵特征值决定的判决门限. 本节从理论分析的角度来说明前后平滑后相关矩阵特征值发生的变化.

假定 $\hat{\mathbf{v}} = [\hat{v}_1, \hat{v}_2, \dots, \hat{v}_D]$ 和 $\hat{\lambda} = [\hat{\lambda}_1, \hat{\lambda}_2, \dots, \hat{\lambda}_D]$ 分别表示快拍阵列 $\mathbf{Q}(i)$ 前向平滑相关矩阵 \mathbf{R}_f 的归一化特征矢量和特征值, 则

$$\mathbf{R}_f \hat{\mathbf{v}} = \hat{\lambda} \hat{\mathbf{v}} \quad (27)$$

那么根据 \mathbf{R}_f 和后向相关矩阵 \mathbf{R}_b 的关系可以得到

$$\mathbf{J} \mathbf{R}_f^* \hat{\mathbf{v}}^* = \mathbf{J} \mathbf{R}_f^* \mathbf{J} \hat{\mathbf{v}}^* = (\mathbf{J} \mathbf{R}_f^* \mathbf{J}) (\hat{\mathbf{v}}^*) = \mathbf{R}_b (\hat{\mathbf{v}}^*) \quad (28)$$

由于 \mathbf{R}_f 和 \mathbf{R}_b 是哈密特矩阵, 因此

$$\mathbf{J} \mathbf{R}_f^* \hat{\mathbf{v}}^* = \mathbf{J} \hat{\lambda}^* \hat{\mathbf{v}}^* = \hat{\lambda} (\hat{\mathbf{v}}^*) \quad (29)$$

根据式(28)和式(29), 可以得到

$$\mathbf{R}_b (\hat{\mathbf{v}}^*) = \hat{\lambda} (\hat{\mathbf{v}}^*) \quad (30)$$

因此, \mathbf{R}_f 和 \mathbf{R}_b 的特征值是相同的. 现在, 假定 λ'_{\max} 和 λ'_{\min} 分别为矩阵 \mathbf{R}_f 和 \mathbf{R}_b 的最大特征值和最小特征值. 这样, 根据 Rayleigh Ritz 定理得到

$$\lambda'_{\min} \|\hat{\mathbf{v}}\| \leq \|\mathbf{R}_f \hat{\mathbf{v}}\| \leq \lambda'_{\max} \|\hat{\mathbf{v}}\| \quad (31)$$

$$\lambda'_{\min} \|\hat{\mathbf{v}}\| \leq \|\mathbf{R}_b \hat{\mathbf{v}}\| \leq \lambda'_{\max} \|\hat{\mathbf{v}}\| \quad (32)$$

根据不等式关系 $\|(\mathbf{R}_f + \mathbf{R}_b) \hat{\mathbf{v}}\| \leq \|\mathbf{R}_f \hat{\mathbf{v}}\| + \|\mathbf{R}_b \hat{\mathbf{v}}\|$, 得到

$$\lambda_{\max} \leq \lambda'_{\max} \quad \text{及} \quad \lambda_{\min} \leq \lambda'_{\min} \quad (33)$$

上式中, λ_{\max} 和 λ_{\min} 分别为的最大和最小特征值.

从式(33)可以看到, 在信号子空间不变的条件下前后平滑后系统中对应于小增益路径的特征值将变大. 换句话说, 信号子空间的特征值变得更近了, 这非常有利于对它们的检测. 当然, 对应于噪声子空间的特征值也会变大. 这样, 在信噪比低到一定程度后, 对某些小增益路径的检测会变得困难, 这是难以避免的. 从这点来讲, FB CFAR 算法依然是有效的. 另外, 平滑后小特征值变大现象类似于解相关过程.

4 仿真和分析

4.1 系统参数

在两种典型的信道模型下研究 FB CFAR 检测算法的性

能. 这两种信道模型分别是 A 型车辆信道(VA)和典型的城市信道(TU). 本文中, 用两种不同的多普勒频率(f_d) 20Hz 和 100Hz 来表示不同的移动环境.

OFDM 系统总的信道带宽为 5MHz, 被 1024 个子载波平分. 其中, 位于信道中间的有用子载波数目为 $N_u = 911$. 另外, $N_p = 29$ 个导频子载波被均匀地插入在 911 个有用子载波中. 为防止由于多径延时扩展引起的符号间干扰, 在每个 OFDM 符号前插入了 56 个子载波的保护间隔. OFDM 系统的调制方式为 2PSK, 采样频率为 0.2 微秒, 式(20)中的 $G = 8$, 式(22)中的 $N_s = 100$.

4.2 仿真结果与分析

FB CFAR 多径信道阶检测算法的性能通过大量的蒙特卡罗仿真进行评估. 对每次实验, 进行 300 次独立的试验, 每次试验发送 10000 个独立一致分布的等概率高斯变量. 仿真结果与检测性能较好的 FB MDL 算法进行比较.

在图 1 和图 2, FB CFAR 算法在仿真过程中采用的判决门限为 $m_\lambda + 3\sigma_\lambda$. 图 1 显示了在 VA 信道中 FB MDL 和 FB CFAR 两种算法下正确的信道阶检测概率, 并在 20Hz 和 100Hz 两种多普勒频率下对它们进行比较. 从图中可以看到, 当信噪比大于 12dB 时, 两种算法都能很好地进行信道阶的检测.

然而, 当信噪比小于 12dB 后, FB MDL 算法的正确检测概率很快下降. 相反, FB CFAR 则是缓慢下降. 这是由于本文提出的 FB CFAR 算法的检测准则是恒虚警的, 它的判决门限是随着系统噪声水平而变化的.

图 2 描述的是两种算法在 TU 多径信道条件下的性能比较. 该图显示了与图 1 相似的结果. FB MDL 算法在信噪比下降后性能明显下降. 另外, FB CFAR 算法对多普勒频率的变化不敏感且在低信噪比时的性能优于 FB MDL 算法.

另外, 需要指出的是, 在 VA 信道模型中检测到 5 条多径也被认为是准确的, 因为这种信道模型有一条路径的功率增益小于 -20dB. 这些功率增益很小的路径没有检测到对系统的性能几乎没有影响. 因此, 在该信道中, 可以观察到在 0dB 时, FB CFAR 的正确检测概率大于信道条件更好的 TU 信道模型中的正确检测概率.

图 3 到图 4 显示了 FB CFAR 算法和 FB MDL 算法在 FB

CFAR 算法的判决门限为 $m_\lambda + 5\sigma_\lambda$ 时的性能比较. 可以看到 FB CFAR 的性能随着信噪比的变化而变化, 但在低信噪比条件下总是优于 FB MDL 算法.

从各图中还可以看到, 检测性能会随多普勒频率有所变化, 这是由于多径分量经由不同的方向传播到达接收机, 从而受多普勒频率影响后信号带宽会有不同程度的增加, 从而对相关矩阵的估计的精确度产生的影响也不同. 很多情况下多普勒频率为 100Hz 时的检测概率大于 20Hz 时的检测概率是由于在 100Hz 多普勒频率条件下获得了更精确的相关估计. 但需要说明的是正确检测概率不单单受多普勒频率的影响, 而是受多个因素影响的, 如多径的延时间隔、信噪比和检测方法等.

5 结论

信道阶检测是无线通信系统中参数化信道估计和盲信道估计的关键技术. 本文提出了 FB CFAR 算法进行多径信道阶的检测. 在两种典型信道模型下进行了大量蒙特卡罗仿真, 并与目前性能较好的 FB MDL 算法在不同的移动环境中进行了比较. 理论分析和仿真结果表明, FB CFAR 算法可以有效地提高低信噪比条件下的信道阶检测性能.

参考文献:

- [1] A P Liavas, P A Regalia, J Delmas. Blind channel approximation: effective channel order determination [J]. IEEE Trans, 1999, SP 47(12): 3336-3344.
- [2] A P Liavas, P A Regalia. On the behavior of information theoretic criteria for model order selection [J]. IEEE Trans, 2001, SP 49(8): 1689-1695.
- [3] P J Green, D P Taylor. Dynamic channel order estimation algorithm [A]. Proceedings of the Second IEEE International Workshop on Electronic Design, Test and Applications [C]. DELTA: IEEE Press, 2004. 169-173.
- [4] B Yang, K B Letiaief, R S Cheng, Z Cao. Channel estimation for OFDM transmission in multipath fading channels based on parametric channel modeling [J]. IEEE Trans, 2001, COM-49(3):

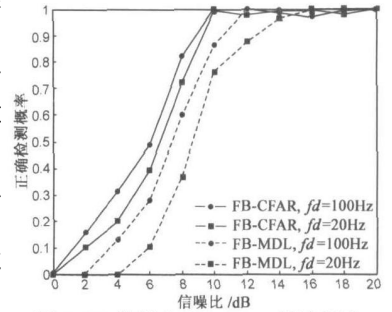


图 3 VA 信道中 FB-CFAR 算法判决门限为 $m_\lambda + 5\sigma_\lambda$ 时的性能比较

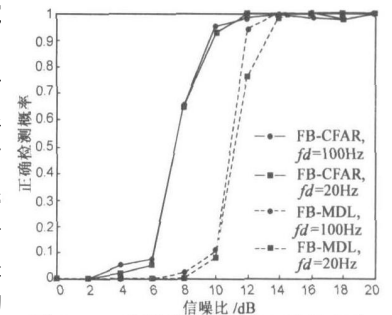


图 4 TU 信道中 FB-CFAR 算法判决门限为 $m_\lambda + 5\sigma_\lambda$ 时的性能比较

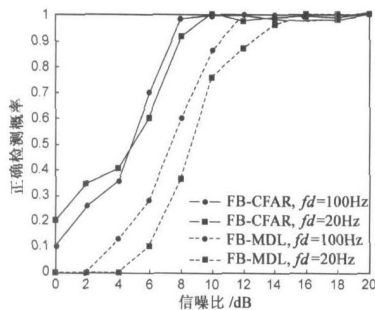


图 1 TU 信道中 FB-CFAR 算法判决门限为 $m_\lambda + 3\sigma_\lambda$ 时的性能比较

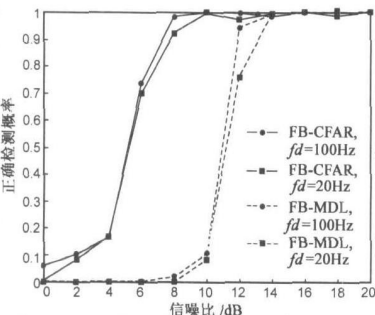


图 2 VA 信道中 FB-CFAR 算法判决门限为 $m_\lambda + 3\sigma_\lambda$ 时的性能比较

467– 479.

- [5] Xia G, Liu X. Detemining the number of signals in MUSIC algorithm by CFAR technique[J]. Chinese Journal of Electronics, 2004, 13(3) : 518– 521.
- [6] Ye L, Nambirajan S, Sirikiat A. Channel estimation for OFDM systems with transmitter diversity in mobile wireless channels [J]. IEEE, 1999, JSAG-17(3) : 461– 471.
- [7] G Xu, R H Roy, T Kailath. Detection of number of source via exploitation of centrosymmetry property [J]. IEEE Trans,

1994, SP 42(1): 102– 112.

- [8] P P Gandhi, S A Kassam. Analysis of CFAR processors in non homogeneous background[J]. IEEE Trans, 1988, AES 24(4) : 427– 445.
- [9] J P Linnartz, T Kalker, G Depovere. Modelling the false alarm and missed detection rate for electronic watermarks[A]. Information Hiding: Second International Workshop[C]. Oregon: Springer Press, 1998. 329– 343.

作者简介:



李 钰 男, 1973 年 9 月出生于浙江省诸暨市, 现为浙江大学信息与电子工程系电子科学与技术专业博士研究生. 主要研究方向为无线通信系统、统计信号处理等.
E-mail: hyljyu@sina.com



陈抗生 男, 1939 年出生于江苏省海门市, 现为浙江大学信息与电子工程系教授、博士生导师, 曾担任浙江大学信息与电子工程系主任. 先后获国家发明三等奖 1 次、国家科技进步三等奖 1 次、省部级奖励 10 多次. 主要研究方向为电磁场理论、微波电子学、无线通信理论等.