

## 周期前导结构 OFDM 帧信号的检测<sup>1</sup>

孙 健 仇佩亮

(浙江大学信息与电子工程系 杭州 310027)

**摘 要:** 该文研究了具有多周期前导字 WLAN OFDM 帧信号在多径弥散信道、存在载波频偏条件下的检测。考虑到接收机自动增益控制 (AGC) 的影响, 帧检测可以看作一个含未知参数的假设检验问题。根据广义似然比检验原理, 并利用信号周期性的特点, 导出一个具有恒虚警特性、对载波频偏不敏感的帧检测器。文中用广义 Lambda 分布描述帧检测器在无信号时的统计特性, 并根据 Neyman-Pearson 准则给出一定虚警概率下的判决阈值, 最后通过计算机仿真得到帧检测性能。

**关键词:** OFDM, 帧检测, 广义似然比检验, 恒虚警, 广义 Lambda 分布, Neyman-Pearson 准则  
**中图分类号:** TN911.23 **文献标识码:** A **文章编号:** 1009-5896(2004)10-1587-07

## Frame Detection of OFDM Signal with Periodic Preamble

Sun Jian Qiu Pei-liang

(Dept of Info. & Electronics Eng., Zhejiang Univ., Hangzhou 310027, China)

**Abstract** This paper deals with frame detection of OFDM signal with multiple-periodic preambles transmitted over frequency-selective channels and with existence of carrier frequency offset. Involving effect of AGC (Automatic Gain Control), frame detection can be taken as a hypothesis test model with unknown parameters. By applying generalized log-likelihood ratio testing to this model, a simple CFAR (Constant False-Alarm Rate) detector that is insensitive to frequency offset is derived. Parametric generalized lambda distribution is utilized to fit the statistical characteristic of detector when only noise exists, which is then used by Neyman-Pearson rule to determine decision threshold at given false alarm probability. Finally, computer simulations achieve detection performance of the obtained frame detector.

**Key words** OFDM, Frame detection, Generalized log-likelihood ratio testing, CFAR, Generalized lambda distribution, Neyman-Pearson rule

### 1 引言

正交频分复用 (OFDM) 技术能够以相对较低的复杂性, 有效对抗频率选择性衰落信道, 从而成为宽带无线通信的一个非常有竞争力的物理层支撑技术。当 OFDM 技术应用于突发模式, 如无线局域网, 帧检测成为一个重要的系统任务, 它直接关系到后续接收过程。多数文献关注这样的 OFDM 帧信号的检测问题: 突发帧采有两个相同训练符号作为前导字, 如文献 [1, 2]。然而两种最流行的无线局域网系统——IEEE802.11a<sup>[3]</sup> 和 ESTI 的 Hiperlan/2<sup>[4]</sup> 采用多 (> 2) 周期的训练符号, 针对这种情况, 文献 [5] 用自相关法进行帧检测, 但没有给出阈值设置和性能分析。Stantchev<sup>[6]</sup> 给出的多周期信号最大似然定时估计器, 也可用于帧检测, 但它需要先验的知识, 如噪声功率、信噪比, 这在实际 WLAN 系统中很难获得。本文将噪声功率看作未知变量, 从而应用广义似然比检验<sup>[7]</sup> 原理, 导出了一个具有恒虚警<sup>[7]</sup> 特性、不依赖信噪比的帧检测器。

<sup>1</sup> 2003-04-29 收到, 2004-01-23 改回

本文的内容安排如下：第 2 节给出信号模型以及帧信号检测的假设检验模型，并根据广义似然比检验原理导出检测器。第 3 节采用广义 Lambda 分布<sup>[8]</sup>描述检测器的统计分布，并使用 Neyman-Pearson<sup>[7]</sup>准则获得判决阈值。第 4 节给出检测器检测性能的仿真结果和分析。最后给出结论。

## 2 信号模型及帧检测器

IEEE 802.11a WLAN 系统采用的 OFDM 信号帧结构前导字包括两部分，其中第一部分是 10 个重复结构的短训练序列，用于 AGC、帧检测、定时和载波的粗同步；第二部分是 2 个重复结构的长训练序列，用于精确同步和信道估计<sup>[3]</sup>。图 1 为系统所采用的等效低通信道模型。其中 AGC 的作用是调节进入 A/D 采样量化器的信号的幅度使之最佳地落在 A/D 的动态范围内。短训练序列的发送和接收过程可以描述为：等效低通周期训练信号  $s(t)$ ，周期为  $MT_s$ ，经过多径信道  $h$  后输出  $x(t)$ 。受叠加白高斯噪声  $n(t)$  以及载波频偏  $(\Delta f)$  的调制作用的影响，接收信号表示为  $r(t) = x(t) \exp(j2\pi\Delta ft + j\theta) + n(t)$ ， $\theta$  为初始相位。AGC 对信号进行增大或缩小，增益与信号大小有关，记为  $A_1$ 。接着 ADC 对接收信号以  $T_s$  为周期进行采样量化，得到数字信号  $r(l) = A_1 x(l) \exp(j2\pi\Delta f l T_s + \theta) + n(l)$ ， $n(l)$  对应噪声过程的采样。在无信号输入，即仅存在噪声时，AGC 部分仍然工作使得纯噪声输出落在 A/D 的动态范围内，此时增益记为  $A_0$ 。因此帧检测需要能正确区别出这两种情况。

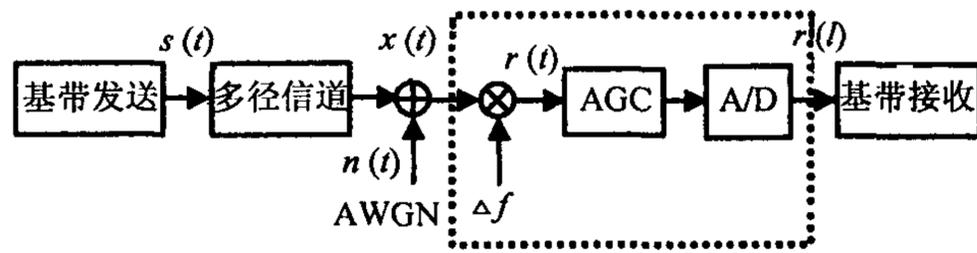


图 1 发送接收参考模型

选取 AGC 锁定后长度为  $L$  (包含  $N$  个周期， $L = N \times M$ ) 接收序列  $r = \{r(l), l = 0, 1, \dots, L - 1\}$ ，上述帧信号检测可以看作如下的两个假设检验模型：

$$(I) \begin{cases} H_0 : r(l) = A_0 n(l) \\ H_1 : r(l) = A_1 x(l) e^{j2\pi\Delta f T_s l} + A_1 n(l) \end{cases} \quad (II) \begin{cases} H_0 : r(l) = n_0(l) \\ H_1 : r(l) = x_1(l) e^{j2\pi v l / N_f T_s} + n_1(l) \end{cases} \quad (1)$$

其中  $v$  表示以子载波频率间隔进行归一化的载波频偏， $v = \Delta f N_{fft} T_s$ ； $n(l)$ ， $n_1(l)$ ， $n_0(l)$  代表不等方差的 AWGN 序列， $x_1(l) = A_1 x(l)$ 。模型 (I) 代表两种假设下噪声来自同一个噪声源的情况。模型 (II) 除此之外，还可以包含噪声来自帧内的随机数据或者其他链路的干扰信号的情况，是一种更通用的假设检验模型，因此本文将以模型 (II) 进行分析。它是一个包含未知变量的检验模型，未知因素包含： $H_0$  假设的噪声方差  $\sigma_{n_0}^2$ ， $H_1$  假设的噪声方差  $\sigma_{n_1}^2$ ，载波频偏  $\Delta f$  以及  $x_1(t)$ 。必须注意到，尽管 AGC 努力调整信号幅度 (功率) 使之限定在一定范围 (ADC 动态范围) 内，但这并不能保证每一次锁定时，接收信号的功率相等而且可知。

$H_0$  为真时， $r$  是一个零均值复值白高斯噪声序列，方差为  $\sigma_{n_0}^2$ ，其概率密度函数为

$$f_{r; \sigma_{n_0}^2 | H_0}(r_0, r_1, \dots, r_{L-1}; \sigma_{n_0}^2 | H_2) = (\pi \sigma_{n_0}^2)^{-L} \exp \left\{ - \sum_{l=0}^{L-1} \|r_l\|^2 / \sigma_{n_0}^2 \right\} \quad (2)$$

其中,  $\|\cdot\|^2$  为矢量  $\mathbf{2}$  的范数. 广义似然比方法<sup>[7]</sup> 需要该密度函数关于  $\sigma_{n0}^2$  最大值, 不难发现最大值在

$$\hat{\sigma}_{n0,ML}^2 = \sum_{l=0}^{L-1} \|r_l\|^2 / L \quad (3)$$

时取得.

$H_1$  为真时, 周期短训练符号经过频率选择性信道  $h$ , 并受到载波频偏的调制以及加性白高斯噪声的影响. 对室内无线局域网应用, 假设信道的时延扩展小于保护间隔 (Cyclic prefix) 是合理的, 这时信号仍然是周期性的, 安排  $\mathbf{r}$  为  $N$  个  $M \times 1$  的矢量,  $\{\mathbf{y}_i = [r(iM)r(iM+1)\cdots r(iM+M-1)]^H, 0 \leq i \leq N-1\}$ ,  $\mathbf{y}_i$  可以表示为

$$\mathbf{y}_n = \mathbf{x}e^{j2\pi(n-1)\varepsilon} + \mathbf{w}_n \quad (4)$$

其中  $\varepsilon = vM/N_{\text{fft}}$ ,  $\{\mathbf{w}_n, 0 \leq n \leq N-1\}$  为白高斯噪声矢量, 协方差矩阵为  $\sigma_{n1}^2 \mathbf{I}_M$ ,  $\mathbf{I}_M$  是  $M$  维单位矩阵.  $\mathbf{x}$  为  $M \times 1$  矢量, 对应  $x_1(l)$  的一个周期. 信噪比定义为

$$\gamma = \sigma_s^2 / \sigma_{n1}^2 = M^{-1} \sum_{m=0}^{M-1} |x(m)|^2 / \sigma_{n1}^2 \quad (5)$$

$\mathbf{r}$  关于  $\sigma_{n1}^2$ ,  $\mathbf{x}$  和  $\varepsilon$  的条件概率密度表示为

$$f_{\mathbf{r}; \mathbf{x}, \varepsilon, \sigma_{n1}^2 | H_1}(\mathbf{y}_0, \mathbf{y}_1, \cdots, \mathbf{y}_{N-1}; \mathbf{x}, \varepsilon, \sigma_{n1}^2 | H_1) = (\pi\sigma_{n1}^2)^{-L} \exp \left\{ - \sum_{n=0}^{N-1} \|\mathbf{y}_n - \mathbf{x}e^{j2\pi n\varepsilon}\|^2 / \sigma_{n1}^2 \right\} \quad (6)$$

利用极值点微分等于 0, 可以得出当

$$\hat{\sigma}_{n1}^2(\mathbf{x}, \varepsilon) = L^{-1} \sum_{n=0}^{N-1} \|\mathbf{y}_n - \mathbf{x}e^{j2\pi n\varepsilon}\|^2 \quad (7)$$

时  $f_{\mathbf{r}; \mathbf{x}, \varepsilon, \sigma_{n1}^2 | H_1}$  取得最大值, 将式 (7) 代回式 (6) 可以发现, 最大化式 (6) 等价于最小化

$$g(\mathbf{x}, \varepsilon) = \sum_{n=0}^{N-1} \|\mathbf{y}_n - \mathbf{x}e^{j2\pi n\varepsilon}\|^2 \quad (8)$$

再次应用微分方法, 得到  $\mathbf{x}$  的估计,

$$\hat{\mathbf{x}}(\varepsilon) = N^{-1} \sum_{n=0}^{N-1} \mathbf{y}_n e^{-j2\pi n\varepsilon} \quad (9)$$

将式 (9) 代入式 (8) 得到

$$g(\varepsilon) = (1 - N^{-1})C(0) - 2N^{-1} \text{Re} \left\{ \sum_{u=1}^{N-1} C(u)e^{-j2\pi u\varepsilon} \right\} \quad (10)$$

其中  $C(u) = \sum_{n=0}^{N-1-u} y_n^H y_{n+u}$ . 载波频偏  $\varepsilon$  可以通过

$$\hat{\varepsilon}_{ML} = \arg \max_{\varepsilon} \operatorname{Re} \left\{ \sum_{u=1}^{N-1} C(u) e^{-j2\pi u \varepsilon} \right\} \quad (11)$$

获得. 具体的计算可以参见文献 [9], 但是注意到获得频偏不但计算量大, 而且在  $H_0$  为真时完全没有意义. 我们注意到在较高信噪比时  $C(u) \approx (N-u) \|\mathbf{x}\|^2 \exp(2\pi \varepsilon u)$ , 即  $\angle C(u) \approx 2\pi \varepsilon u$  (无噪声时  $\angle C(u) = 2\pi \varepsilon u$ ), 因此有  $\operatorname{Re}\{C(u) \exp(-j2\pi \varepsilon u)\} \approx |C(u)|$ , 此时

$$g \approx (1 - N^{-1})C(0) - 2N^{-1} \sum_{u=1}^{N-1} |C(u)| \quad (12)$$

应用广义似然比检验 [7] 原理, 得到统计量:

$$\begin{aligned} \Lambda(r) &= \ln \frac{\max_{\mathbf{x}, \varepsilon, \sigma_{n_1}^2} f_{\mathbf{r}; \mathbf{x}, \varepsilon, \sigma_{n_1}^2} | H_1 (r | H_1)}{\max_{\sigma_{n_0}^2} f_{\mathbf{r}; \sigma_{n_0}^2} | H_0 (r | H_0)} \\ &= L \ln \left\{ C(0) / \left[ (1 - N^{-1})C(0) - 2N^{-1} \sum_{u=1}^{N-1} |C(u)| \right] \right\} \end{aligned} \quad (13)$$

稍加整理, 就可以得到帧检测器  $Z_1$ :

$$Z_1 = \left[ \sum_{u=1}^{N-1} |C(u)| / C(0) \right] \begin{matrix} H_1 \\ > \lambda \\ H_0 \end{matrix} \quad (14)$$

当  $N = 2$  时, 检测器  $Z_1$  近似等于 Schmidl & Cox<sup>[1]</sup> 检测器 (平方不影响检测性能).  $Z_1$  具有非常简单的结构, 它具有以下几个特性: (1) 与接收采样  $r$  的功率无关, 即具有恒虚警特性 [7]; (2) 在  $H_0$  假设下,  $Z_1$  的统计分布与所有未知参数无关, 因此可以应用 Neyman-Pearson 判据 [7], 根据预先指定的虚警概率确定判决阈值, 检测过程可以表示为: 给定一个虚警概率  $P_{fa}$ , 得到判决阈值  $\lambda$ , 当  $Z_1 > \lambda$ , 接受  $H_1$  (拒绝  $H_0$ ), 否则拒绝  $H_1$  (接受  $H_0$ ); (3) 与信噪比无关, 因此可以在较大的动态范围内工作而无需更改参数; (4) 由于使用模运算, 使得  $Z_1$  不受载波频偏的影响.  $Z_1$  的主要运算量是计算  $\{C(u), 0 \leq u \leq 1\}$ , 它需要  $(N^2 - N)M$  次实数乘法运算. 因为除法运算不利于硬件实现, 类似文献 [2], 变换式 (14) 中的除法运算为下面的形式:

$$Z'_1 = \sum_{u=1}^{N-1} |C(u)| - \lambda |C(0)| \begin{matrix} H_1 \\ > 0 \\ H_0 \end{matrix} \quad (15)$$

其他已知检测器中, Stantchev<sup>[6]</sup> 最大似然定时估计器, 不具备  $Z_1$  的前 3 个特点, 在无先验的信噪比信息时, 需要对信噪比进行估计, 并相应地设置判决阈值, 因此检测过程相当复杂而不适用; 文献 [5] 的相关检测器相当于  $|C(1)|$ , 在  $H_0$  为真时该值的统计特性仍然会受到 AGC 的影响出现波动, 引起性能恶化, 解决办法是对它进行规一化处理, 即

$$Z_2 = |C(1)| / C(0) \quad (16)$$

$Z_2$  可以看作  $Z_1$  的简化, 也具有  $Z_1$  的 4 个特性.  $Z_2$  需要  $(4N - 2)M$  次实数乘法运算, 实际检测过程也可以采取类似式 (15) 的乘法形式.

### 3 统计分布

根据 Neyman-Pearson 判据获得判决阈值, 需要知道检验统计量  $Z$  在  $H_0$  假设下的统计分布. 直接从式 (14) 获得  $Z$  的分布几乎是不可能的, 而且通过仿真发现,  $Z$  的分布与目前已知的经典统计分布, 如正态、对数正态、Chi 平方 ( $\chi^2$ ) 等有很大的差别, 因此我们借助参数化分布函数——FMKL 型的广义 Lambda 分布<sup>[8]</sup>(G $\lambda$ D) 来描述  $Z$  的统计特性:

$$Z = Q(u) = \lambda_1 + \frac{1}{\lambda_2} \left( \frac{u^{\lambda_3} - 1}{\lambda_3} - \frac{(1-u)^{\lambda_4} - 1}{\lambda_4} \right) \quad (17)$$

$Q(u)$  是分布函数的逆函数, 称为分位函数,  $u$  为分位数,  $0 \leq u \leq 1$ .  $Z$  的分布函数可以表示为,  $u = Q^{-1}(z)$ . 4 个参数  $\lambda_1, \lambda_2, \lambda_3, \lambda_4$  控制分布函数的形状, 需要根据样本进行估计. 匹配法<sup>[8]</sup> 参数估计的原理是: 一方面, 在  $H_0$  假设下, 获得  $Z$  的  $n$  个样本,  $\{z_1, z_2, \dots, z_n\}$ , 计算低四阶样本矩, 即期望、方差、斜度、峰度; 另一方面, 根据式 (17) 所定义的逆分布函数, 获得理论低四阶矩, 其中包含未知参数, 两者联立建立方程, 迭代计算出未知参数. 作为例子, 表 1 给出  $N = 4$  时  $Z_1$  和  $Z_2$  在  $H_0$  假设下的拟合参数, 样本数  $n = 10^6$ . 对样本进行排序得到  $\{z'_1 < z'_2 < \dots < z'_n\}$ , 从中可以计算  $Z$  的经验分布函数,  $F(z'_i) = i/n$ ; 根据拟合参数, 我们又可以数值计算出 G $\lambda$ D 在  $\{z'_1, z'_2, \dots, z'_n\}$  处的分布函数, 它们与对应经验分布的差值在图 2 中给出. 图中还给出采用其他几种经典统计分布时的差值, 很明显 G $\lambda$ D 是最佳的. 一经获得参数, 对给定的虚警概率, 判决阈值就可以非常方便地由式 (17) 得到.

表 1 拟合参数 ( $N = 4$ )

	$\lambda_1$	$\lambda_2$	$\lambda_3$	$\lambda_4$
$Z_1$	0.22215	20.69305	0.24526	0.06627
$Z_2$	0.87654	25.97991	0.42830	0.10039

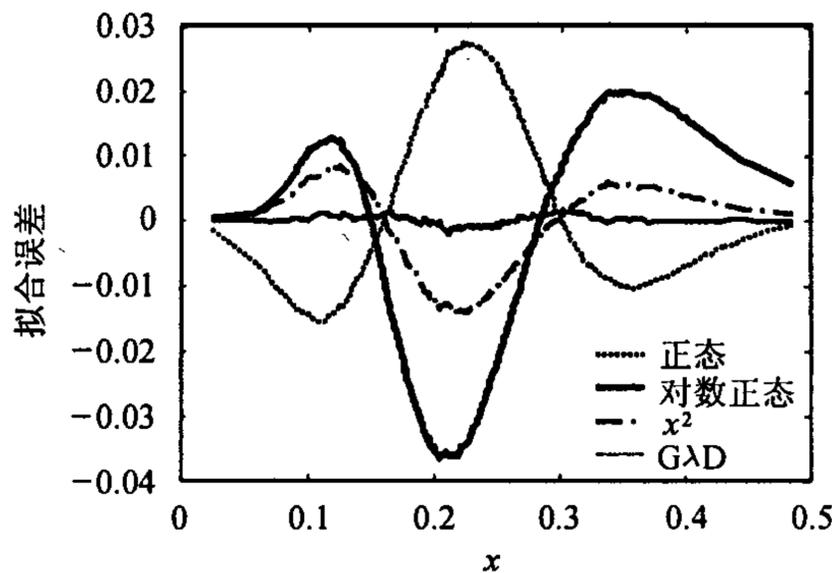


图 2 假设统计量  $Z$  分别服从正态、对数正态、 $\chi^2$ 、G $\lambda$ D 分布时的拟合分布函数与经验分布函数的差.

### 4 仿真与分析

我们通过计算机仿真来考察检测器的检测性能. 仿真条件如下: (1) 信号参数取为 IEEE802.11a 协议规范参数 ( $M = 16$ ), 采样周期为 50 ns; (2) 信道均方时延扩展取为 5 个采样周期 (250 ns), 信道长度为 15 径 ( $< M$ ), 各径延时分别为  $0, 1, \dots, 14$  个采样周期. 每条路径响应  $h_l$  是独立的复高斯随机变量, 平均功率呈指数衰减关系, 因此  $E\{|h_l|^2\} = \exp(-l/5)$ ,

$l = 0, 1, \dots, 14$ ; 信道在帧内保持不变, 但对不同数据帧又是随机变化的; (3) 每次仿真都对信号进行能量规一化, 以得到需要的信噪比; (4) 因序列长度有限, 这里仅考虑两种数据长度  $L = 64(N_1 = 4)$  和  $48(N_2 = 3)$ ; (5) 因为帧信号中的长训练序列 ( $L = 128$ ) 也可以辅助用于帧检测, 这时整个系统的虚警概率等于两部分的虚警概率的积. 考虑到序列长度, 让短训练序列部分承担  $10^{-2} \sim 10^{-3}$  的虚警概率是合理的, 因此我们仅考察  $P_{fa1} = 10^{-2}$  和  $P_{fa2} = 10^{-3}$  两种情况.

图3给出各种参数和仿真条件下检测器的检测性能(用漏警概率  $P_m$  表示)曲线, 图中的每个数据点是  $10^6$  次 Monte Carlo 仿真的结果. 从图中很明显地看出: (1) 所有情况的漏警概率随信噪比增加而下降; (2) 第1, 2, 5, 6线与3, 4, 7, 8线对应比较, 可以看出  $Z_1$  性能优于相同参数的  $Z_2$ , 在  $P_m = 10^{-4}$  时, 大约有 1.3 dB 的 SNR 增益, 实数乘法次数略有增加,  $N_1(224 \rightarrow 320)$ ,  $N_2(160 \rightarrow 192)$ ; (3) 第1, 2, 3, 4线与5, 6, 7, 8线对应比较, 可以看出保持其他条件不变, 增加数据长度 ( $N_2 \rightarrow N_1$ ) 能够改善检测性能,  $P_m = 10^{-4}$  时, 大约有 1.65 dB 的 SNR 增益; 实数乘法次数也相应增加,  $Z_1(192 \rightarrow 320)$ ,  $Z_2(160 \rightarrow 224)$ ; (4) 第2, 4, 6, 8线与1, 3, 5, 7线对应比较可知, 保持其他条件不变, 提高虚警性能要求(减小预设定的虚警概率:  $10^{-2} \rightarrow 10^{-3}$ ), 导致检测性能下降 ( $P_m = 10^{-4}$  时信噪比增加了 0.7 dB), 在实际系统中需要折中考虑这两个相互矛盾的性能指标. 分析表明检测器  $Z_1$  充分利用周期信号的特点, 与普通自相关检测器相比计算量略有增加, 但可以获得 1.3 dB 的信噪比增益. 在数据长度受限时, 采用较短长度 ( $N_2$ ) 的检测器  $Z_1$  比  $Z_2(N_1)$  仅有 0.4 dB 的信噪比增加(比较线4和线6,  $P_m = 10^{-4}$ ), 如果降低误警概率要求 ( $P_{fa2} \rightarrow P_{fa1}$ ), 前者性能甚至优于后者(比较线4和线5).

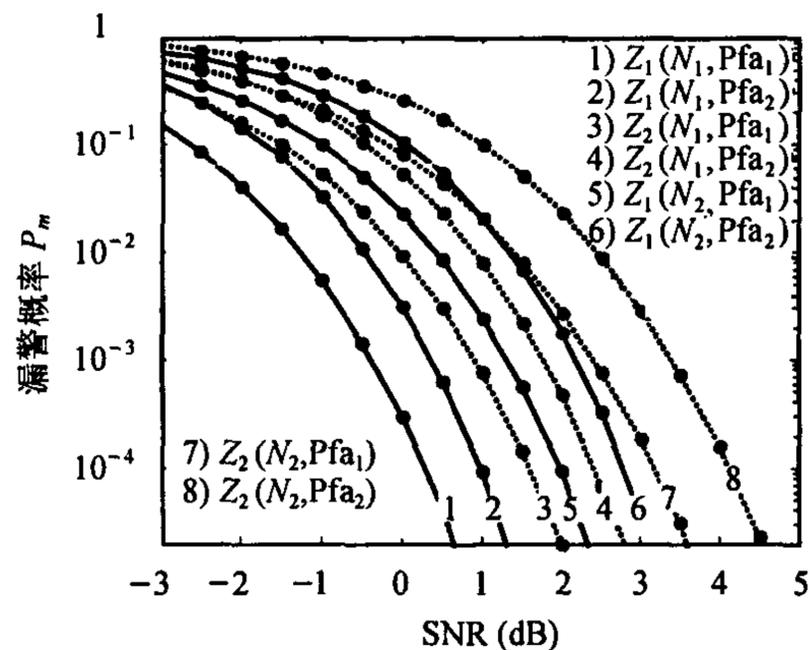


图3 检测器漏警概率性能与信噪比的关系

## 5 结论

本文根据 OFDM 帧前导字周期性的特点, 利用广义似然比检验原理, 导出一个具有恒虚警特性, 载波频偏不敏感, 不依赖信噪比的帧检测器. 检测过程非常简单, 而且计算机仿真结果也表明, 检测器可以获得满意的检测性能. 因为本文获得的检测器仅利用了训练序列经过多径信道后仍保持的周期性结构, 下一步我们将充分利用信号本身确定已知的特点来进一步改进帧检测器的性能.

## 参 考 文 献

- [1] Schmidl M, Cox D C. Robust frequency and timing synchronization for OFDM. *IEEE Trans. Commun.*, 1997, COM-45(12): 1613–1621.
- [2] Coulson A J. Maximum likelihood synchronization for OFDM using a pilot symbol: Algorithms. *IEEE J. on Select. Areas Commun.*, 2001, 19(12): 2486–2494.
- [3] IEEE Std. Part 11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) specifications: High-speed Physical Layer in the 5 GHz Band.
- [4] Technical Specification, Broadband Radio Access Networks (BRAN); HIPERLAN Type 2; Physical (PHY) layer, ETSI TS 101 475 V1.1.1, 2000-04.
- [5] Hsu C F, Huang Y H, Chiueh T D. Design of an OFDM receiver for high-speed wireless LAN. *ISCAS*, Sydney, Australia, 2001, vol.4: 558–561.
- [6] Stantchev B, Fettweis G. Synchronizability of general periodic pattern signals. *ICC*, New Orleans, USA, 2000, vol.1: 336–340.
- [7] Van Trees H L. *Detection, Estimation, and Modulation Theory, Part I: Detection, Estimation, and Linear Modulation Theory*. New York: John Wiley & Sons, 2001, Chapter 2.
- [8] Lakhany A, Mausser H. Estimating the Parameters of the Generalized Lambda Distribution. *Algo Research Quarterly*, 2000, 3(3): 47–58. [http://www.algorithmics.com/research/dec00/arq3-3\\_lambda.pdf](http://www.algorithmics.com/research/dec00/arq3-3_lambda.pdf).
- [9] Morelli M, Mengali U. An improved frequency offset estimator for OFDM applications. *Communication Theory Mini-Conference*, Vancouver, Canada, 1999: 106–109.

孙 健: 男, 1974 年生, 博士生, 现在主要从事多载波系统同步、编码等方面的研究.

仇佩亮: 男, 1944 年生, 教授, 博士生导师, 主要研究方向为信息论与编码、通信理论与技术.