

基于特征值分析的通信信号快速盲检测方法

彭 耿, 黄知涛, 陆凤波, 姜文利

(国防科技大学电子科学与工程学院, 湖南长沙 410073)

摘 要: 对中频通信信号的协方差矩阵进行特征值分解, 根据特征值在信号子空间和噪声子空间的分布差异, 提出了基于特征值分析的快速盲检测方法. 推导了信噪比与检测量之间的关系, 进而对检测性能进行了理论分析, 并分析了算法的计算复杂度. 对 MPSK、MQAM、MFSK 等常用通信信号的仿真实验表明, 在虚警概率小于 1%、信噪比为 -10dB 时, 盲检测概率均可达到 90% 以上.

关键词: 信息处理技术; 盲检测; 特征值分析; 通信信号

中图分类号: TN911.7 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2009) 09-1950-06

A Fast Blind Detection Algorithm of Communication Signals Based on Eigenvalue Analysis

PENG Geng, HUANG Zhi-tao, LU Feng-bo, JIANG Wen-li

(School of Electronic Science and Engineering, National University of Defense Technology, Changsha, Hunan 410073, China)

Abstract: By performing eigen-decomposition (ED) to covariance matrix of intermediate frequency (IF) communication signals, eigenvalues' distribution in signal subspace and noise subspace is obtained. According to the distribution difference, a fast blind detection algorithm based on eigenvalue analysis is presented. Relationships between detection quantity and signal-to-noise ratio (SNR) are deduced, and detection performances are analyzed theoretically. Computational complexity is also analyzed. For commonly used communication signals, such as MPSK, MQAM, MFSK, etc, simulation results indicate: when false alarm probability is set to less than 1%, blind detection probability reaches above 90% at SNR -10dB.

Key words: information processing technology; blind detection; eigenvalue analysis; communication signals

1 引言

信号的截获是指对通信信号的检测、分析、识别、特征参数提取等一系列处理活动, 它包括信号检测以及信号处理两个过程. 只有检测到信号, 才有可能进行信号处理, 从而获取情报信息、实施有效干扰, 否则信号截获就无从谈起. 可见, 如何有效地检测信号在通信信号截获中有着十分重要的意义.

自 Urkowitz H 在 1967 年发表具有代表性的信号检测论文^[1]以来, 国内外相关人员展开了相应的研究^[2~8]. 目前通信信号的检测方法比较多, 包括周期谱法^[2]、功率谱二次处理法^[3]、延迟相乘检测法^[4]等, 但它们大都需要利用接收信号的载频、扩频码参数等先验信息, 不是盲检测 (在一些文献中也称为无码检测^[7,8]). 传统的通信信号盲检测方法有能量法^[1]、平方法^[5]等, 此类方法在低信噪比下性能有限; 现代方法有谱相关法^[6]、短时傅里叶变换^[7]、高阶累积量^[8]等, 但存在算法

复杂、适应信号类型较少等不足. 因此, 研究低信噪比条件下的通用快速通信信号盲检测方法非常必要.

特征值是信号空间各维能量的一种反映^[9], 根据特征值在信号子空间和噪声子空间的分布差异, 本文设计了一个能很好地反映出这种差异的检测量, 从而提出了基于特征值分析的单通道通信信号快速盲检测方法.

2 通信信号快速盲检测算法

本节先建立信号模型, 然后推导检测量 P , 进而给出检测门限等参数的确定方法, 最后叙述盲检测算法的实现步骤.

2.1 信号模型

现代空间电磁环境下, 单通道通信侦察接收机的输入有可能是多个辐射源交织在一起的信号流, 可表示为:

$$s(t) = \sum_{i=1}^m s_i(t) \quad (1)$$

收稿日期: 2008-03-24; 修回日期: 2009-04-13

基金项目: 湖南省优秀博士论文基金; 国防科技大学优秀研究生创新资助项目; 武器装备预研 (No. 9140A22020607 KC0180)

式中 $m(m-1)$ 为辐射源数目, $s_i(t)$ 为第 i 个辐射源信号的形式. 由于 $s_i(t) (i=1, 2, \dots, m)$ 是来自不同辐射源的信号, 一般可认为它们之间是不相关的.

假设信道为理想的加性高斯白噪声(AWGN)信道^[8], 则在信号传输过程中引入白噪声, 于是接收信号可表示为:

$$x(t) = s(t) + w(t) \quad (2)$$

对接收信号进行无失真采样, 得其离散形式为:

$$x(n) = s(n) + w(n) \quad (3)$$

式中 $w(n)$ 是均值为 0、方差为 $\frac{2}{w}$ 的高斯白噪声, 且认为信号 $s(n)$ 与噪声是不相关的.

2.2 检测量 P 的推导

令 $x(n)$ 表示一段时间内接收信号的 M 个连续采样值, 即 $x(n) = [x(n), x(n-1), \dots, x(n-(M-1))]^T$, 则其自相关矩阵为:

$$\begin{aligned} R_x &= E\{[x(n) \ x(n)]^H\} \\ &= E\{[s(n) + w(n)]^H [s(n) + w(n)]\} \\ &= E\{s(n) s^H(n)\} + E\{w(n) w^H(n)\} \\ &= R_s + R_w \\ &= R_s + \frac{2}{w} I \end{aligned} \quad (4)$$

式中 H 表示共轭转置, R_s 为列向量 $s(n)$ 的自相关矩阵, I 为单位阵.

由自相关矩阵的性质知, R_s 为半正定的 Hermitian 矩阵^[9,10], 设其秩为 D , 则 $D < M$, 据特征值分解定理得^[9]:

$$R_s = A A^H \quad (5)$$

式中 A 为 R_s 的特征矢量组成的正交矩阵, Λ 为对角矩阵, 其对角元素为 R_s 的特征值(设为 $\lambda_i, i=1, 2, \dots, D$, 且按降序排列).

式(5)代入式(4)得:

$$R_x = R_s + \frac{2}{w} I = U \begin{bmatrix} \lambda_1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \lambda_2 & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & \dots & 0 \end{bmatrix} + \frac{2}{w} I U^H \quad (6)$$

式中 U 为 R_x 的特征矢量组成的正交矩阵, I 为 M 阶单位阵, 于是 R_x 的特征值(设为 $b_i, i=1, 2, \dots, M$, 且按降序排列)为:

$$b_i = \begin{cases} \lambda_i + \frac{2}{w}, & 1 \leq i \leq D \\ \frac{2}{w}, & D+1 \leq i \leq M \end{cases} \quad (7)$$

参照阵列信号处理中的相关定义, 将上述 M 个特征值张成的空间称为 M 维含噪声信号空间, 其中前 D 个特征值张成的空间称为 D 维信号子空间, 后 $M-D$ 个特征值张成的空间称为 $M-D$ 维噪声子空间.

显然, 如果能正确估计信号子空间维数 D , 则根据

D 是否大于 0 就可判断信号的有无, 即进行信号检测. 但从信号子空间维数估计的相关文献可知^[11], 该方法不能适应较低的信噪比. 从式(7)可以看出, R_x 的特征值分布在信号子空间和噪声子空间是有差别的, 因此可设计一个检测量 P 来衡量信号的有无, 即:

$$P = \frac{\sum_{i=1}^D b_i}{\sum_{i=1}^M b_i}, \quad D=1 \quad (8)$$

式中 $D=1$, 这不同于很多文献中 $D=0$ 这个取值范围.

2.3 检测门限等参数的确定

从式(6)~(8)可以看出: 当无信号时, 检测量 $P=D$; 当有信号时, 检测量 $P>D$, 于是当 $P>D$ 时就可以判断为有信号. 但实际上由于观测数据 $x(n)$ 的长度是有限的, 很难得到自相关矩阵的真实值 R_x , 仅能对它进行估计, 于是纯噪声时 P 就不会恒为 D . 下面先给出估计自相关矩阵 R_x 和确定信号子空间维数 D 的方法, 然后确定检测门限, 并讨论 D 的估计误差对算法性能的影响.

为有效地估计自相关矩阵, 本文采用协方差法, 即:

$$\hat{R}_x = \begin{bmatrix} x(0) & x(1) & \dots & x(N-M) \\ x(1) & x(2) & \dots & x(N-M+1) \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ x(M-1) & x(M) & \dots & x(N-1) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x(0) & x(1) & \dots & x(N-M) \\ x(1) & x(2) & \dots & x(N-M+1) \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ x(M-1) & x(M) & \dots & x(N-1) \end{bmatrix}^T \quad (9)$$

式中 T 表示转置, N 表示实信号向量 $x(n)$ 的点数, M 表示维数, 也即式(4)中的阶数.

在阵列信号处理中, 有许多确定信号子空间维数的经典方法, 如 AIC(Akaike information criterion)、MDL(Minimum description length)、CIC(Combined information criterion)等^[11]. 为适应单通道通信信号盲检测, 本文对 AIC 方法进行适当的改进(即改变 D 的取值范围):

$$AIC(k) = -2 \log \left[\frac{\prod_{i=k+1}^M b_i}{\prod_{i=1}^M b_i} \right]^{1/(M-k)} + 2k(2M-k) \quad (10)$$

$$D = \arg \min_k \{AIC(k)\} \quad (11)$$

为研究纯噪声时检测量 P 的分布情况, 设计以下试验: 自相关矩阵估计时 $N=1000$, $M=10$, 信号子空间维数 $D=3$, 用加性高斯白噪声进行 10000 次仿真, 记录检测量 P , 统计结果如图 1 所示.

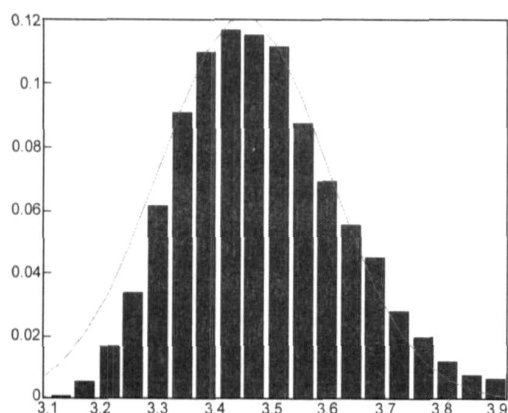
图1 高斯白噪声时检测量 P 的分布

图1所示的柱状图表示10000次仿真试验中 P 的分布情况,实线则表示用正态分布 $N(3.4923, 0.0226)$ 函数去拟合柱状图的结果.其中,试验分布与假设分布的均方误差为 8.7536×10^{-2} ,因此可以认为,在上述实验条件下检测量 P 近似服从均值为 $\mu = 3.4923$, $\sigma^2 = 0.0226$ 的正态分布.改变 $D = 5$, P 也近似服从正态分布 $N(5.8177, 0.0577)$.

上述试验表明检测量 P 近似服从正态分布 $N(\mu, \sigma^2)$,则根据虚警概率 P_{fa} 与检测门限 g_T 的关系:

$$P_{fa} = \frac{1}{\sigma_T \sqrt{2\pi}} \int_{g_T}^{\infty} e^{-\frac{g^2}{2\sigma_T^2}} dg = 1 - Q(g_T / \sigma_T) \quad (12)$$

设定 P_{fa} ,即可求出 g_T ,进而求出绝对门限 $T_1 = \mu + g_T \cdot \sigma_T$.

由于噪声的随机性,检测量 P 会存在一定的波动,导致信号漏检.基于序贯检测的思想,进一步设计基于滑动窗的信号检测方法:假设已经获得了前 $L-1$ 次的检测量 $P_j, T_{1j}(j=1, 2, \dots, L-1)$,第 L 次为 P_L, T_{1L} ,则计算这 L 个值大于绝对门限的百分比 r_L :

$$r_L = \frac{1}{L} \cdot \sum_{j=1}^L (P_j > T_{1j}) \quad (13)$$

设定门限 T_2 ,若 r_L 大于 T_2 ,则认为检测到信号,否则就未检测到信号.此方法将有效抑制漏检,但计算量并没有增加,而总次数必须大于 L 这个条件是很容易得到满足的.

关于 D 的估计误差对算法产生的影响,可从估计误差对统计检测量 P 的影响来考虑.表1给出了 D 的真值为2、SNR = -10dB时,估计值为1、2、3及其对应的无噪声时的 P 值统计分布(Monte Carlo 仿真10000次).

从表1可以看出:

表1 不同条件下检测量 P 的均值和均方根差			
SNR	均值	均方根差	
纯噪声($D=1$)	1.1681	0.0615	
信号($D=1$)	1.4040	0.1110	
纯噪声($D=2$)	2.3409	0.1130	
信号($D=2$)	2.9242	0.2561	
纯噪声($D=3$)	3.4939	0.1531	
信号($D=3$)	4.1315	0.2806	

若 D 的真值为2,在其估计值为1、2、3等情况时,其对应的检测量 P 的均值和均方根差与相应的纯噪声时的 P 的均值和均方根差基本上是等比例变化的.由此可见, D 的估计误差对算法性能基本不产生影响.

2.4 快速盲检测算法

基于2.2、2.3节的推导与讨论,假设已计算出对应不同信号子空间维数 D 时的纯噪声情况下检测量 P 的概率分布参数表,虚警概率为 P_{fa} ,序贯检测中滑动窗的长度为 L ,概率门限为 T_2 ,且已计算出前 $L-1$ 次的检测量,则可给出本文盲信号检测算法的实现步骤:

(1) 对输入信号进行分帧处理,记第 i 帧的数据为向量 $x_i(n)$,其中的元素满足下式:

$$x_i(n) = w(n) \cdot x(N_0 + (i-1) \times N + n) \quad (14)$$

式中 $w(n)$ 为窗函数,文中选择矩形窗, N_0 为起始点, N 为数据帧长, $0 \leq n \leq N-1$.

(2) 根据式(9)估计自相关矩阵 \hat{R}_x .

(3) 计算 \hat{R}_x 的特征值 $[b_{1i}, b_{2i}, \dots, b_{Mi}]$.

(4) 用式(10)、(11)所示的改进算法估计信号子空间维数 D .

(5) 由 D 查表得概率分布 $N(\mu, \sigma^2)$,根据 P_{fa} 查正态分布表由式(12)确定绝对门限 T_{1i} .

(6) 根据式(8)计算检测量 P_i .

(7) 据式(13)统计前 $L-1$ 次及本次的检测量与相应的绝对门限的关系,得到百分比 r_i .

(8) 将 r_i 与概率门限 T_2 进行比较,若大于 T_2 则认为为本帧检测到信号,否则就未检测到信号.

3 检测性能和计算复杂度分析

本节首先推导检测量 P 和SNR的关系,进而根据此关系进行检测性能分析,最后分析算法的计算复杂度,从而验证算法的快速实时性.

3.1 检测性能分析

由文献[10]可知,信噪比与矩阵的特征值满足如下关系:

$$\text{SNR} = 10 \log \left[\frac{b_i - \frac{2}{w}}{M \cdot \frac{2}{w}} \right] \quad (15)$$

将式(8)代入式(15)整理可得:

$$\text{SNR} = 10 \log \left[\frac{1}{M} P - D \right] \quad (16)$$

若单次检测到信号,则 P 要大于绝对门限 T_1 ,有:

$$\text{SNR} \geq 10 \log \left[\frac{\mu + g_T \cdot \sigma_T - D}{M} \right] \quad (17)$$

根据式(17)可得出对应不同虚警概率 P_{fa} 、信号长度 N 、含噪信号空间维数 M 和信号子空间维数 D 时单次检测所能适应的最低信噪比 SNR_{\min} :

$$\left\{ \begin{aligned} \text{SNR}_{\min} &= 10\log\left[\frac{\mu + g_T \cdot - D}{M}\right] \\ P_{fa} &= \frac{1}{x_T} \int_0^{\infty} e^{-\frac{g^2}{2}} dg = 1 - (g_T) \end{aligned} \right. \quad (18)$$

令含噪信号空间维数 $M = 10$, 信号长度 N 从 1000 到 9000, 得到单次检测 (不包括应用序贯检测) 所能适应的最低信噪比 SNR_{\min} 的曲线图如图 2.

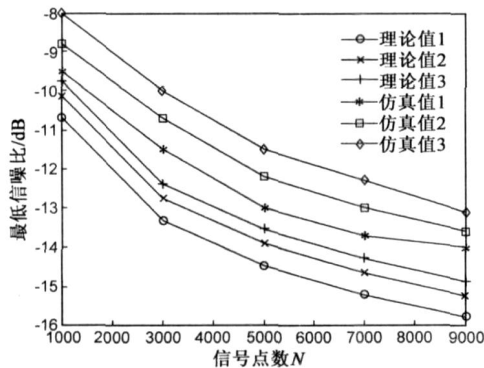


图2 不同条件下单次检测所能适应的最低信噪比 SNR_{\min}

图 2 中的“理论值 1”、“理论值 2”和“理论值 3”表示虚警概率为 10^{-2} 、 10^{-3} 和 10^{-4} 时计算得到的理论值,“仿真值”依此类推. 从图 2 可以看出, 仿真值与理论值的趋势是基本吻合的, 它们之间存在的差异主要是由自相关矩阵估计误差等因素造成的.

3.2 计算复杂度分析

由于采用 $K-L$ 变换求一个 $M \times M$ 维矩阵特征值的计算复杂度为 $O(M^3)$, 为降低计算复杂度, 本文采用成熟的离散余弦变换快速算法使计算复杂度降低为 $M^2[12]$. 根据 2.4 节提供的步骤, 以加法为 1 个时间单位、减法为 1 个时间单位、乘法/乘方为 2 个时间单位、除法/开方为 2 个时间单位、比较为 1 个时间单位、取对数为 10 个时间单位的准则, 表 2 给出了算法的计算复杂度.

从表 2 可以看出, 进行一次盲信号检测的计算复杂度为 $M(3NM - 3M^2 + 3N + 54M + 5)/2 + 2L + 8$. 设 $N = 1000$ 、 $M = 10$ 、 $L = 100$, 则复杂度为 $166433 - 166N$, 用 C 程序实现仅需 $166433/2.0 \times 10^3 = 83.3\mu\text{s}$ (Intel Pentium R 2.0GHz), 能很好地满足算法的快速实时要求.

表 2 算法的计算复杂度

内容	加/减法	乘法/乘方	除法/开方	比较	取对数
步骤 1	0	0	0	0	0
步骤 2	$M(NM - M^2 + N - M)/2$	$M(NM - M^2 + N + 1)/2$	0	0	0
步骤 3	M^2	M^2	M	0	0
步骤 4	$M(M + 5)/2$	$M(M + 5)/2$	$2M$	$M - 1$	M
步骤 5	1	1	0	2	0
步骤 6	0	1	0	0	0
步骤 7	$L - 1$	1	0	L	0
步骤 8	0	0	0	1	0
总计	$M(NM - M^2 + N + 2M + 5)/2 + L$	$M(NM - M^2 + N + 3M)/2 + 3$	$3M$	$M + L + 2$	M

4 仿真实验

本节主要对提出的通信信号快速盲检测算法性能进行仿真验证, 并与典型的盲检测算法进行性能对比, 进而总结算法性能.

4.1 仿真实验

对 BPSK、QPSK 信号进行仿真实验, 参数设置为: 起始点 $N_0 = 2000$ 、帧长 $N = 1000$ 、维数 $M = 10$ 、 $L = 100$, 门

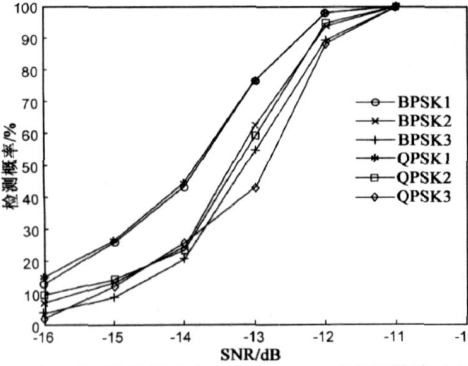


图3 对应不同虚警概率的BPSK、QPSK盲检测仿真结果

限 T_2 在虚警概率为 10^{-2} 、 10^{-3} 和 10^{-4} 时, 分别为 4%、5%、6%, 信号中频 25MHz, 采样频率 100MHz, 码元速率 10Mbps, 扩频码长 $2^{10} - 1 = 1023$, Monte Carlo 仿真 1000000 次, 得仿真结果如图 3 所示 (图中的“BPSK1”对应虚警概率为 10^{-2} 、“BPSK2”对应虚警概率为 10^{-3} 、“BPSK3”对应虚警概率为 10^{-4} , 其它依此类推).

对 8QAM、16QAM 信号进行仿真实验, 参数设置为: 起始点 $N_0 = 2000$ 、帧长 $N = 1000$ 、维数 $M = 10$ 、 $L = 100$, 门限 T_2 在虚警概率为 10^{-2} 、 10^{-3} 和 10^{-4} 时, 分别为 4%、5%、6%, 信号中频 25MHz, 采样频率 100MHz, 码元速率 10Mbps, Monte Carlo 仿真 1000000 次, 得仿真结果如图 4 所示 (图中的“8QAM1”对应虚警概率为 10^{-2} 、“8QAM2”对应虚警概率为 10^{-3} 、“8QAM3”对应虚警概率为 10^{-4} , 其它依此类推).

对 2FSK、4FSK 信号进行仿真实验, 参数设置为: 起始点 $N_0 = 2000$ 、帧长 $N = 1000$ 、维数 $M = 10$ 、 $L = 100$, 门限 T_2 在虚警概率为 10^{-2} 、 10^{-3} 和 10^{-4} 时, 分别为 4%、5%、6%, 信号中频 25MHz, 采样频率 100MHz, 码元速率

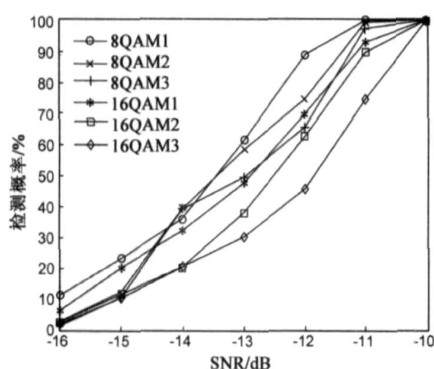


图4 对应不同虚警概率的8QAM、16QAM盲检测仿真结果

10Mbps, 调制指数为 1, Monte Carlo 仿真 1000000 次, 得仿真结果如图 5 所示(图中的“2FSK1”对应虚警概率为 10^{-2} , “2FSK2”对应虚警概率为 10^{-3} , “2FSK3”对应虚警概率为 10^{-4} , 其它依此类推).

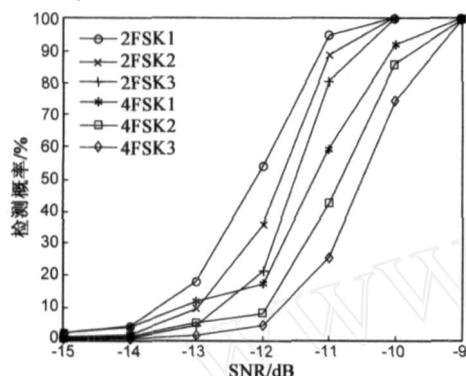


图5 对应不同虚警概率的2FSK、4FSK盲检测仿真结果

4.2 与典型算法的比较

2007 年文献[8]算法是一种较典型的通信信号盲检测算法, 因此选取其作为比对算法, 以 QPSK 信号为例, 参数设置同 4.1 节中对 QPSK 仿真条件, Monte Carlo 仿真 1000000 次, 得仿真结果如图 6 所示(图中的“本文算法 1”对应虚警概率为 10^{-2} , “本文算法 2”对应虚警概率为 10^{-3} , “本文算法 3”对应虚警概率为 10^{-4} , 其它依此类推).

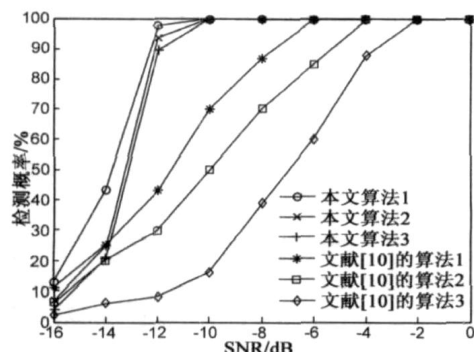


图6 两种算法在不同虚警概率下对QPSK的盲检测仿真结果对比

4.3 仿真结果分析

从上面的盲检测仿真结果可以得出如下结论:

(1) 在虚警概率小于 10^{-2} 、SNR 为 -10dB 时, 对 MPSK、MQAM、MFSK 等常用通信信号的检测概率均可达到 90% 以上, 能很好地满足通信侦察中的盲检测需求.

(2) 本文算法的检测性能相对于文献[8] (虚警概率为 1%、SNR 为 -10dB 时检测概率可达到 70% 以上), 有明显的提高, 且适应的信号类型不局限于 DSSS/QPSK 信号.

(3) 在单个信号的情况下, 本文设计的检测量 P 能将信号的能量有效地集中, 而文献[8]中的四阶累积量切片却不能, 因此本文算法必然能适应更低的信噪比.

(4) 在多个信号的情况下, P 能将多个信号的能量累加起来进行考虑, 更充分地将信号能量集中起来利用, 算法性能基本上仅与所有信号的能量和噪声能量有关, 而与单个信号能量的强弱基本无关, 而功率谱检测、文献[8]等检测方法却依赖于能量最强的信号的能量与噪声能量的关系进行检测, 所以能适应的信噪比不可能有本文算法低.

5 总结

本文在分析、研究当前通信信号盲检测方法的基础上, 针对特征值在信号子空间和噪声子空间的分布差异, 提出了基于特征值分析的通信信号快速盲检测算法. 推导了检测量与信噪比的关系, 进而对算法的检测性能进行了理论分析. 计算复杂度分析验证了算法的快速实时性, 仿真结果表明算法具有优越的检测性能. 该算法未借助任何先验信息, 且具有计算量小、易于实现、检测性能强等优势, 对无线电管理、信息战中夺取制信息权等有一定的意义.

参考文献:

- [1] Urkowitz H. Energy detection of unknown deterministic signals [J]. Proceedings of the IEEE, 1967, 55(4): 523 - 531.
- [2] 冯富强, 陈鹏举, 武传华, 等. 低信噪比条件下 DS 信号的检测和参数估计 [J]. 通信学报, 2002, 23(9): 63 - 68.
Feng Fu-qiang, Chen Peng-jun, Wu Chuan-hua, et al. The detection and parameter estimation of DS signal in the lower SNR condition [J]. Journal of China Institute of Communications, 2002, 23(9): 63 - 68. (in Chinese)
- [3] 张天琪, 周正中. 直扩信号伪码周期的谱检测 [J]. 电波科学学报, 2001, 16(4): 518 - 521.
Zhang Tian-qi, Zhou Zheng-zhong. A new spectral method of periodic detection of PC sequence in lower SNR DS/SS signals [J]. Chinese Journal of Radio Science, 2001, 16(4): 518 -

521. (in Chinese)
- [4] Reed D E, Wickert M A. Minimization of detection of symbol rate spectral lines by delay and multiply receivers [J]. IEEE Transactions on Communications, 1988, 36(1): 118 - 120.
- [5] Hill D A, Bodie J B. Carrier detection of PSK signals [J]. IEEE Transactions on Communications, 2001, 49(3): 487 - 496.
- [6] 金艳, 姬红兵, 罗军辉. 一种基于循环统计量的直扩信号检测与参数估计方法 [J]. 电子学报, 2006, 34(4): 634 - 637.
- Jin Yan, Ji Hong-bing, Luo Jun-hui. A cyclic-cumulant based method for DS-SS signal detection and parameter estimation [J]. Acta Electronica Sinica, 2006, 34(4): 634 - 637. (in Chinese)
- [7] Zhao Zhijin, Sun Zheng, Fei Mei. A threshold detection method of DSSS signal based on STFT [A]. Proceedings of the 2005 IEEE International Symposium on Microwave, Antenna, Propagation and EMC Technologies for Wireless Communications [C]. Beijing, China, 2005. 879 - 882.
- [8] 赵知劲, 邬佳, 徐春云, 等. 基于四阶累积量的 DSSS/QPSK 信号检测方法研究 [J]. 电子学报, 2007, 35(6): 1046 - 1049.
- Zhao Zhi-jin, Wu Jia, Xu Chun-yun, et al. The study on the detection methods of DSSS/QPSK signal based on the fourth-order cumulants [J]. Acta Electronica Sinica, 2007, 35(6): 1046 - 1049. (in Chinese)
- [9] 张贤达. 矩阵分析与应用 [M]. 北京: 清华大学出版社, 2004.
- [10] 詹亚锋, 曹志刚, 马正新. 无线数字通信的盲信噪比估计 [J]. 清华大学学报(自然科学版), 2003, 43(7): 957 - 960.
- Zhan Ya-feng, Cao Zhi-gang, Ma Zheng-xin. Blind SNR estimates in wireless digital communications [J]. Journal of Tsinghua University (Science and Technology), 2003, 43(7): 957 - 960. (in Chinese)
- [11] Mati Wax, Thomas Kailath. Detection of signals by information theoretic criteria [J]. IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing, 1985, 33(2): 387 - 392.
- [12] Jun Huang, Yunxin Zhao. A DCT-based fast signal subspace technique for robust speech recognition [J]. IEEE Transactions on Speech and Audio Processing, 2000, 8(6): 747 - 751.

作者简介:



彭 耿 男, 1980 年生, 湖南平江人, 工程师, 国防科技大学电子科学与工程学院博士研究生, 研究方向为通信侦察、空间信息对抗和电子战仿真等。

E-mail: hjhy-penggeng@163.com

黄知涛 男, 1976 年生, 湖北荆州人, 博士, 副教授, 硕士生导师, 2006 年“全国百篇优秀博士学位论文”提名奖获得者, 研究方向为循环平稳信号处理理论及应用、阵列信号处理、通信信号侦察处理等。

陆凤波 男, 1982 年生, 江苏盐城人, 博士研究生, 研究方向为综合电子战系统与技术、通信信号侦察处理等。

姜文利 男, 1967 年生, 山东烟台人, 博士, 教授, 博士生导师, 研究方向为综合电子战技术、无源定位和空间信息处理等。