

对低截获概率相位编码信号检测的有限多循环检测器

黄春琳, 姜文利, 周一宇

(国防科技大学电子科学与工程学院, 湖南长沙 410073)

摘要: 文中提出了对低截获概率相位编码信号检测的有限多循环检测器, 该检测器较易实现, 且充分利用信号多处主要循环频率的特性, 提高检测性能; 针对噪声功率固定和随机变化情况, 给出了相应的检测器表达式; 还对有限多循环检测器的偏差作了分析, 并与其它检测器的偏差进行了比较; 通过仿真实验对检测器性能进行了评估。

关键词: 有限多循环检测器; 相位编码信号; 低截获概率; 检测

中图分类号: TN911.7 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2002) 06-0916-03

Finite Multicycle Detector of LPI Phase-Coded Signals

HUANG Chur-lin, JIANG Wen-li, ZHOU Yi-yu

(School of Electronic Science and Engineering, NUDT, Changsha, Hunan 410073, China)

Abstract: The finite multicycle detector is presented for LPI phase-coded signals. This detector is easy to implement, and takes advantage of the main cyclic-frequency features of signals to improve the performance. The expressions of the finite multicycle detector in white noise with variable and constant power are given in this paper. The deflection of the finite multicycle detector is analyzed and is compared with other detectors. The performance of the finite multicycle detector has been evaluated by computer simulations.

Key words: finite multicycle detector; phase-coded signal; low probability of intercept; detection

1 引言

目前低截获概率雷达与通信信号都广泛采用相位编码技术, 以扩展信号带宽, 降低发射信号的峰值功率, 这给非协作接收机的检测带来许多困难. 相位编码信号的一般表达式可

$$s(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} q(t - n \cdot T_c - t_0) \cos(2 f_0 t + n + \phi_0) \quad (1)$$

其中 $q(t)$ 是调制脉冲串, T_c 是码片时宽, f_0 是载频, ϕ_0 是初相, t_0 是初始时间, n 为独立随机变化的编码序列, 采用的相位体制不同, 其取值范围不同.

相位编码信号一般都是二阶循环平稳信号, 信号的循环谱在多处非零循环频率上有非零值^[1,4], 这些值能充分反映出信号中的人工调制特征, 利用这些特性对相位编码信号进行检测, 可抑制噪声, 提高对信号的检测能力. 此外, 在相同相位体制下, 不同编码序列的相位编码信号具有相同的谱相关密度函数, 这是因为谱相关密度函数所反映的是信号的统计特性, 仅取决于幅度、载频、码片时宽、初相、编码序列的初始时间等参数, 而与编码序列的编码无关. 这有利于非协作接收机的检测, 可利用信号参数的先验信息或估计值估计出信号的谱相关函数, 以构建循环特性检测器.

2 有限多循环检测器

2.1 加性白噪声背景下的有限多循环检测器

已有文献提出一些循环特性检测器^[2~5], 可归结为多循

环检测器和单循环检测器. 多循环检测器是最优循环特性检测器, 需要初相和编码序列初始时间等先验信息, 受限制较多实现比较困难. 而单循环检测器仅需知道载频和码片时宽, 相对容易实现, 但单循环检测器只利用了一处循环频率特性, 其性能要比多循环检测器差. 两种循环检测器的优缺点具有可互补性, 故考虑将多个单循环检测器组合起来, 以获得具有两种循环检测器优点的新循环特性检测器.

在不知道信号初相和编码序列初始时间时, 不能对单循环检测器直接相加, 因为相位误差会造成不同循环频率项之间随机相消. 一种解决办法是对单循环检测器的输出提取包络后相加:

$$y_{mc}(t) = |y_{sc}(t)| = \left| \int S_s(f)^* \cdot S_{XT}(t, f) df \right| \quad (2)$$

其中 $S_s(f)$ 是估计出的信号谱相关函数, S_{XT} 是由采集时间 T 内的接收信号计算出的谱相关函数, $y_{sc}(t)$ 是单循环检测器的检验统计量, 其表达式由上式可知.

相位编码信号的循环谱在多处循环频率上有非零值, 这些循环频率或是以相位键控速率的整数倍为间隔, 或是以双倍载频 $2f_0$ 为间隔^[1,4], 计算出这些循环频率处循环谱能量, 可以发现循环谱能量主要集中在循环频率 $= 0, \pm 1/T_c, \pm 2/T_c, \pm 2f_0, \pm 2f_0 \pm 1/T_c$ 等处, 且这 11 处循环频率循环谱能量约占总能量的 90% 以上. 文献[3]给出了一些相位编码信号的标准偏差系数, 亦可精确反映这一点. 这说明其它循环频

收稿日期: 2001-05-24; 修回日期: 2001-11-09

基金项目: 国防科技基金 (No. 2000J7. 2. 9. KGD114)

率处的能量很小,可忽略.由此构成的新循环特性检测器为:

$$y_{fmc}(t) = \left| \int S_s(f)^* S_{XT}(t,f) df \right|, \quad = 0, \pm 1/T_c, \pm 2/T_c, \pm 2f_0, \pm 2f_0 \pm 1/T_c \quad (3)$$

因利用了信号有限多循环频率特性,故称之为有限多循环检测器.该检测器充分利用了信号主要循环频率处特性,可相对减少计算量,提高效率.

相位编码信号的 11 处循环频率的循环谱能量并不等同,进行累加后,能量较小的循环频率项的贡献会被能量相对较大的循环频率项所掩盖,故需要对不同循环频率项进行归一化.因低截获概率信号的信噪比一般较低,且白噪声的能量集中在零循环频率处,故在 = 0 处接收信号谱相关函数 $S_{XT}^0(f)$ 近似等于噪声谱相关函数 $S_n^0(f)$, 这种情况下可用 $S_n^0(f)$ 对零循环频率处进行归一化.但 $S_n^0(f)$ 一般是未知的,可用其最大似然估计值 $\hat{S}_n^0(f)$ 代替.在带限高斯白噪声背景下, $\hat{S}_n^0(f)$ 近似等于 $\hat{S}_{XT}^0(t, f_D) f^{[2]}$, 即接收信号功率谱的频域平均值,其中 f 是检测器带宽, f_D 是检测器中心频率.至于其它循环频率项,可采用信号谱相关函数 $S_s(f)$ 进行归一化.所得有限多循环检测器为:

$$y_{fmc}(t) = \frac{\left| \int S_s(f)^* S_{XT}(t,f) df \right|}{\left| \int S_s(f)^* S_s(f) df \right|} + \frac{\left| \int S_s(f)^* S_{XT}(t,f) df \right|}{\left| \int S_s^0(f)^* S_{XT}^0(t, f_D) f df \right|}, \quad = \pm 1/T_c, \pm 2f_0, \pm 2f_0 \pm 1/T_c \quad (4)$$

2.2 功率随机变化的白噪声背景下的有限多循环检测器

实际情况下噪声功率往往会随机变化,这种情况下噪声功率谱密度 N_0 不能预知,对相位编码信号的检测,可利用 N_0 的最大似然估计值构成广义最大似然比检验统计量,其离散表达式为^[3]:

$$y_{gml} = \frac{X^T K_X X}{2} - X^T X \cong \frac{M}{2} \int \tilde{S}_s(f)^* \cdot () \frac{2}{s}] \tilde{S}_{XM}(t,f) df \quad (5)$$

式中 X 是接收信号的点采样矢量, $K_X = E[SS^T]$ 是信号矢量 S 的 $M \times M$ 阶协方差矩阵, $\frac{2}{s}$ 是信号的平均功率; $\tilde{S}_s(f)$ 和 $\tilde{S}_{XM}(t,f)$ 分别是信号 s 和接收信号 X 的离散谱相关函数, $()$ 是关于 t 的冲激函数.若采集时间足够长,上式的近似是很精确的.不难看出噪声功率变化时,最大似然比检验统计量是多循环检测器,但在零循环频率处减去了 $\frac{2}{s} \tilde{S}_{XM}(t,f)$ 项,这实际是为了消除功率随机变化噪声的影响,因为功率变化的白噪声仅对信号零循环频率处的循环谱有影响.同样可将这种处理用于有限多循环检测器,以消除功率随机变化噪声的影响.这种情况下对各循环频率项的归一化,可直接采用信号谱相关函数.所得有限多循环检测器表达式为:

$$y_{fmc}(t) = \left| \int [S_s(f)^* \cdot () \frac{2}{s}] S_{XT}(t,f) df \right| \left[\int S_s(f)^* S_s(f) df \right]^{-1}, \quad = 0, \pm 1/T_c, \pm 2/T_c, \pm 2f_0, \pm 2f_0 \pm 1/T_c \quad (6)$$

3 有限多循环检测器的偏差分析

偏差(deflection)是分析检测器性能的一种方法,很适合于作为低截获概率信号输出信噪比的衡量手段.对相位编码信号的检测可视为二元假设检验问题,这里用 H_0 表示没有信号出现的假设, H_1 表示有信号出现时的假设,并用 $y(t)$ 表示检验统计量,则偏差的定义为^[2~4]:

$$d(t) = | E[y(t) | H_1] - E[y(t) | H_0] | / \sqrt{Var[y(t) | H_0]} \quad (7)$$

在功率固定的加性高斯白噪声背景下,若 T 足够长,弱信号二次检测器的最大偏差平方近似为^[2,3]:

$$d_{max}^2(t) = \frac{T}{2N_0} \int |S_s(f)|^2 df \cong d^2() \quad (8)$$

式中 $d()$ 为单循环检测器的偏差,其表达式由上式可知.可知二次检测器的最大偏差平方近似等于不同循环频率处单循环检测器的偏差平方之和,即近似等于多循环检测器的偏差平方.为了便于比较,这里采用式(3)的有限多循环检测器表达式.与上式同理,易知高斯白噪声背景下,有限多循环检测器的偏差平方近似为:

$$d_{fmc}^2(t) = d^2() = \left\{ \frac{P^2 d_0^2() T \cdot T_c}{4(\mu_N^2 + \frac{2}{N})} + \frac{P^2 d_0^2(0) T \cdot T_c}{4[\mu_N^2 + \frac{2}{N}(1 + \frac{3T}{2T_c})]} \right\} = SNR_{in}^2 \cdot \frac{T}{T_c} \left[\frac{d_0^2()}{1 + \frac{2}{N}} + \frac{d_0^2(0)}{1 + \frac{2}{N}(1 + \frac{3T}{2T_c})} \right], \quad = 0, \pm 1/T_c, \pm 2/T_c, \pm 2f_0, \pm 2f_0 \pm 1/T_c \quad (9)$$

其中 $\frac{2}{N}$ 、 μ_N 分别是噪声功率谱密度的方差和均值; $\frac{2}{N}$ 、 μ_N^2 是 N_0 的协方差系数,噪声功率固定时 $\frac{2}{N}$ 为零,噪声功率随机变化时 $\frac{2}{N}$ 大于零;输入信噪比 $SNR_{in} = T_c P_s / (2\mu_N)$; P_s 是信号平均功率; $d_0()$ 是相位编码信号的标准偏差系数^[3].可以看出有限多循环检测器的偏差与输入信噪比成正比,与采集时间 T 的开方近似成正比,噪声功率随机变化时的偏差要比噪声功率不变情况小,且噪声功率变化时的偏差与噪声协方差系数 $\frac{2}{N}$ 成非线性递减关系;此外,可知检测器利用越多的循环频率特性,则偏差越大.

这里用 d_r 、 $d_{sc}(2f_0)$ 及 $d_{sc}(1/T_c)$ 分别表示辐射计、双倍载频处和键控速率处单循环检测器的偏差,三者的表达式由式(9)可知.式(9)中若采用所有循环频率,则可得多循环检测器的偏差 $d_{fmc}()$.通过比较可知,噪声功率固定时不同检测器偏差的关系式为:

$$d_{fmc} \geq d_{fmc} > d_r > d_{sc}(2f_0) > d_{sc}(1/T_c) \quad (10)$$

噪声功率随机变化时,若满足 $T > 2(\frac{2}{N} + 1) [d_0^2(0) - d_0^2()] T_c / 3 \frac{2}{N} d_0^2()$, 则不同检测器的偏差关系式为:

$$d_m \geq d_{mc} > d_{sc}(2f_0) > d_{sc}(1/T_c) > d_r \quad (11)$$

对于低截获概率信号的检测而言,一般容易满足上述采集时间条件.从上两关系式可以看出有限多循环检测器的偏差比多循环检测器小,但比单循环检测器和辐射计都要大.

4 仿真实验结果分析

为评估有限多循环检测器的性能,通过仿真实验计算出各种检测器的工作特性曲线(ROC),包括有限多循环检测器、多循环检测器、单循环检测器、辐射计等,并对它们进行比较.实验以二进制扩谱直序信号为目标信号,采样率为 $f_s = 16 \times 1024$,采集时间 $T = 128 T_c$,键控速率 $1/T_c$ 取为采样率的 $1/16$,载频 f_0 取为采样率的 $1/4$.实验对 H_1 和 H_2 两种假设下的检测都重复 1000 次,以统计出工作特性曲线.

图 1 是固定功率高斯白噪声背景下各检测器的工作特性曲线,(a)和(b)的输入信噪比分别是 -10dB 和 -12dB,图中横坐标代表虚警概率(PF)纵坐标代表检测概率(PD).图中分别用粗点、实线、点划线、实线上加及虚线表示有限多循环检测器、 $1/T_c$ 单循环检测器、辐射计、多循环检测器及 $2f_0$ 单循环检测器的工作特性曲线.可以看出各检测器的检测概率是随输入信噪比的降低而降低,且其大小顺序基本与式(10)相同,这证明偏差理论分析结果基本正确.但图中双倍载频单循环检测器检测性能优于辐射计,这与偏差分析结果不同,这是因为偏差未考虑虚警概率,造成不能

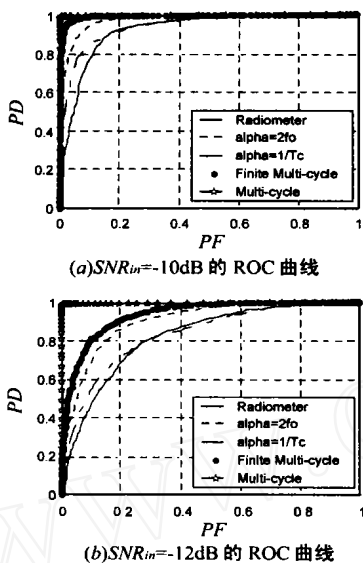


图 1 噪声功率固定时各检测器在不同信噪比下的 ROC 曲线

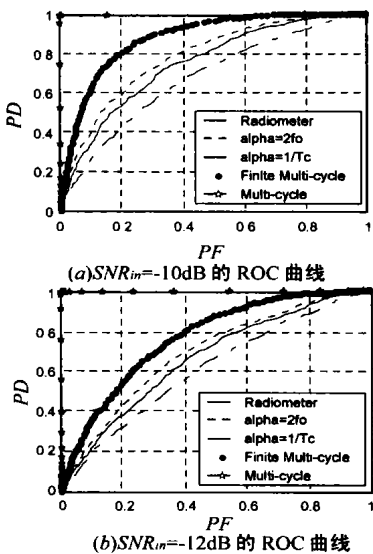


图 2 噪声功率随机变化时各检测器在不同信噪比下的 ROC 曲线

全面反映检测器的性能;这也说明噪声功率不变时某些单循环检测器的检测性能也可能高于辐射计.

图 2 是功率变化高斯白噪声背景下各检测器的工作特性曲线,噪声功率谱密度的协方差系数为 $\sigma_N = \frac{2}{N} \mu_N^2 = 0.1$,其中(a)和(b)的输入信噪比分别是 -10dB 和 -12dB,图中的坐标和各检测器所采用的线型都与图 1 相同.可以看出各检测器的性能相比噪声功率固定时都有所下降,且输入信噪比不同时,各检测器的检测概率的大小顺序都与式(11)相同,这证明了偏差理论分析结果的正确.

5 结论

文中提出的有限多循环检测器吸纳了多循环检测器和单循环检测器的优点:能充分利用信号循环谱多处主要循环频率的特性,具有比单循环检测器更好的性能,而比多循环检测器受限制少易于实现.由检测器的偏差分析和仿真实验,可证明有限多循环检测器是较好的低截获概率相位编码信号的检测器,其检测性能要优于能量辐射计,能在低信噪比情况下进行有效的检测,且适用于噪声功率随机变化情况.

参考文献:

- [1] W A Gardner, W A Brown, C K Chen. Spectral correlation of modulated signals, Part II-Digital modulation [J]. IEEE Trans, 1987, COM-35 (6):595 - 601.
- [2] W A Gardner. Signal interception: A unifying theoretical framework for feature detection [J]. IEEE Trans, 1988 COM-36(8):897 - 906.
- [3] W A Gardner, C M Spooner. Signal interception: Performance advantages of cyclic-feature detectors [J]. IEEE Trans, 1992 COM-40(1).
- [4] W A Gardner. Cyclostationary in Communications and Signal Processing [M]. New York:IEEE, 1994.
- [5] A M Gillman. Non Co-Operative Detection of LPI/LPD Signals Via Cyclic Spectral Analysis [R]. ADA361720/ XAB, 1999.
- [6] 张贤达, 保铮. 非平稳信号分析与处理 [M]. 北京:国防工业出版社, 1999.

作者简介:



黄春琳 男,1973 年 4 月生于江西,电子工程博士,参与完成多项国防科技预研项目,发表论文 10 余篇,研究方向:多传感器系统与信息处理.

姜文利 男,1967 年 5 月生于山东烟台,博士,副教授,已发表论文 30 余篇,研究方向为:信号处理、综合电子战等.

周一宇 男,1948 年 10 月生于上海,教授,博士生导师,电子学会高级会员,电子学会电子对抗分会委员,出版专著两部,发表论文 50 余篇,研究方向为:综合电子战系统理论、无源定位理论与技术、雷达数据处理、电子信息系统仿真等.