

# 一种高动态环境下 PCM-FM 的低信噪比检测方法

高山

(中国人民解放军 63729 部队 太原 030027)

**摘要:** 针对 PCM-FM 遥测信号的特点, 提出一种基于快速傅里叶变换的自相关检测方法。首先利用自相关处理, 消除多普勒频率变化对检测性能的影响, 可适应目标高动态变化环境。然后通过对自相关输出进行快速傅里叶变换, 提高在低信噪比情况下的检测性能。仿真结果表明所提方法在高动态、低信噪比条件下能够高概率检测到 PCM-FM 信号。

**关键词:** 快速傅里叶变换; 低信噪比; 高动态环境; 自相关检测; PCM-FM

中图分类号: TN95 文献标识码: A 文章编号: CN11-1780(2020)02-0027-05

## A low SNR detection method of PCM-FM signal in high dynamic situation

GAO Shan

(The Chinese People's Liberation Army 63729, Taiyuan 030027, China)

**Abstract:** Considering the characteristic of Pulse Code Modulation-Frequency Modulation (PCM-FM) signal, a Fast Fourier Transform (FFT) based autocorrelation detection method is proposed. Firstly, this method can adapt to high dynamic situation by using autocorrelation processing to eliminate the influence of Doppler frequency change on detection performance. Then the detection performance of proposed method is improved under the condition of low SNR by FFT of autocorrelation output. The simulation result shows that high probability detection of PCM-FM signal at low SNR and high dynamic situation can be realized by the proposed method.

**Key words:** Fast Fourier Transform; Low SNR; High dynamic situation; Autocorrelation detect; PCM-FM

## 引 言

随着航空航天技术的发展, 高速飞行器测控通信技术的研究引起了各国的重视。由于飞行器的高速运动, 测控设备要在远距离快速地捕获、跟踪上目标存在很大困难。解决这一问题的关键就是如何在高动态、低信噪比环境中快速检测到飞行器发出的遥测信号。因此, 对高动态、低信噪比环境下的遥测信号检测进行研究具有重要意义<sup>[1-4]</sup>。

PCM-FM 遥测信号作为当前航天测控标准体制的一种, 是目前飞行器遥测系统中广泛应用的一种编码调制方式。国内外一些文献针对 PCM-FM 遥测信号检测进行了研究。文献[2]采用能量检测方法对具有一定带宽信号(如遥测信号)进行检测, 但该方法在低信噪比情况下性能恶化; 文献[3]提出了一种基于数字信道化的大动态 PCM/FM 遥测信号检测和跟踪方法, 该方法利用信道化技术将多普勒频率变化范围划分为多个信道, 通过对每个信道进行能量检测, 在信噪比为 0dB 时获得了较好的检测和跟踪性能; 文献[4]通过分析 PCM-FM 遥测信号的帧格式, 提出了一种基于帧头匹配滤波的检测方法, 该方法在信噪比为 -5dB、积累 45 帧的情况下, 检测概率达到了 98%, 但该方法并未考虑目标高动态特性, 当目标具有高动态特性时, 该方法的性能将会恶化。另外, 文献[4]所提方法的检测时间受帧头长度的影响, 不利于快速检测遥测信号。

本文通过分析 PCM-FM 遥测信号的一阶差分自相关的特点, 提出了一种 PCM-FM 遥测信号的自相关检测方法。该方法通过信号的自相关处理, 抑制高动态带来的多普勒频率变化的影响, 同时利用快速傅里叶变换对信号自相关输出进行累积, 可在低信噪比情况下快速检测遥测信号。仿真实验验证了所提算法的有效性。

## 1 PCM-FM 的自相关检测原理

PCM-FM 遥测信号是一种频移键控调制信号。与普通的频移键控 (FSK) 不同, PCM-FM 信号是一种相位连续变化的 FSK 信号 (CPFSK)。天线接收到的 PCM-FM 射频信号可表示为

$$s(t) = A \cos\left(\omega_{\text{RF}}t + K_f \int_{-\infty}^t m(\tau) d\tau\right) \quad (1)$$

其中,  $A$  为信号幅度,  $\omega_{\text{RF}}$  为射频角频率 (单位 rad/s),  $K_f$  为频率偏移常数,  $m(t)$  为基带调制信号, 采用 PCM 编码调制。

将 PCM-FM 射频信号进行模拟下变频、离散采样和数字正交下变频处理, 可得到 PCM-FM 信号的复数表达式

$$s(n) = A \cdot \exp\left[j\left(2\pi f_b n T_s + K_f \sum_{i=0}^n m(i) T_s\right)\right] \quad (2)$$

其中,  $f_s = 1/T_s$  为数字正交下变频输出信号的采样频率,  $f_b$  为由收发遥测系统本地振荡频率不同源、平台或目标运动带来的残留频率偏差。

复 PCM-FM 信号的一阶差分自相关可表示为

$$s_d(n) = s(n)s^*(n-1) = A^2 \cdot \exp(j2\pi f_b T_s) \cdot \exp(jK_f m(n) T_s) \quad (3)$$

其中, 上标 \* 为复数共轭运算。对于上述公式的第二项  $\exp(j2\pi f_b T_s)$ , 主要是由残留频率偏差  $f_b$  引起的。

在飞行器高速运动时, 残留频率偏差  $f_b$  主要取决于遥测信号携带的多普勒频率。相比于采样频率  $1/T_s$ , 多普勒频率的变化是一个慢变过程, 例如当多普勒频率的变化速度为 200kHz/s, 加速度为 30kHz/s<sup>2</sup>, 信号检测时间为 550 $\mu$ s 时, 多普勒频率变化量如图 1 所示。由图 1 可知, 在检测时间 550 $\mu$ s 内, 目标的多普勒频率变化量为 109Hz, 这一变化量与采样频率相比非常小, 即  $f_b T_s = 109\text{Hz}/30\text{MHz} = 3.6 \times 10^{-5}$ , 因此, 在相对较短的检测时间内, 自相关输出的第二项  $\exp(j2\pi f_b T_s)$  近似为常数。

对于第三项  $\exp(jK_f m(n) T_s)$ , 主要由基带调制信号  $m(n)$  决定。因为  $m(n)$  采用 PCM 编码调制, 所以关于零对称的双极性信号, 可表示为

$$m(n) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} a_i p(nT_s - iT_b) \quad (4)$$

其中,  $a_i \in \{-1, 1\}$ ,  $T_b$  为码元速率,  $p(t)$  为矩形成型脉冲, 即

$$p(t) = \begin{cases} 1 & 0 \leq t < T_b \\ 0 & \text{other} \end{cases} \quad (5)$$

因此, 第三项  $\exp(jK_f m(n) T_s)$  的实部可表示为

$$\cos(K_f m(n) T_s) = \cos\left(K_f T_s \cdot \sum_{i=-\infty}^{\infty} a_i p(nT_s - iT_b)\right) = \cos(K_f T_s) \quad (6)$$

同样, 虚部可表示为

$$\sin(K_f m(n) T_s) = \sin\left(K_f T_s \cdot \sum_{i=-\infty}^{\infty} a_i p(nT_s - iT_b)\right) = \begin{cases} \sin(K_f T_s) & a_i = 1 \\ -\sin(K_f T_s) & a_i = -1 \end{cases} \quad (7)$$

由此可知, 若对第三项  $\exp(jK_f m(n) T_s)$  进行频谱分析, 其频谱将在零频处存在较大离散峰值<sup>[5]</sup>。若 PCM 编码调制的基带信号时域波形如图 2 所示, 由该基带信号决定的  $\exp(jK_f m(n) T_s)$  的频谱图如图 3 所示, 自相关中第三项的频率主要能量集中在零频附近, 零频附近存在非常大峰值。

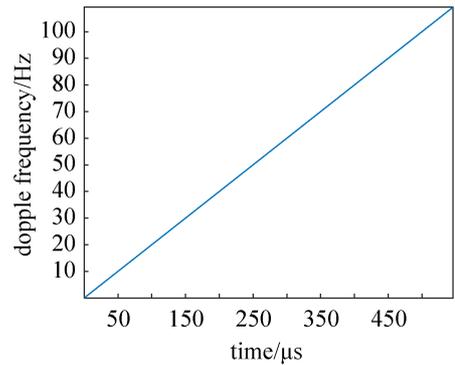


图 1 检测时间内多普勒频率变化量  
Fig. 1 The change of Doppler frequency in the detection time

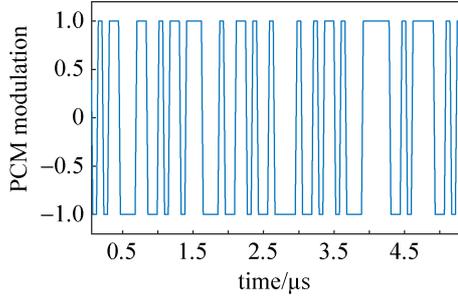


图2 PCM编码调制的基带信号时域波形  
Fig. 2 Time domain waveform of baseband signal modulated by PCM code

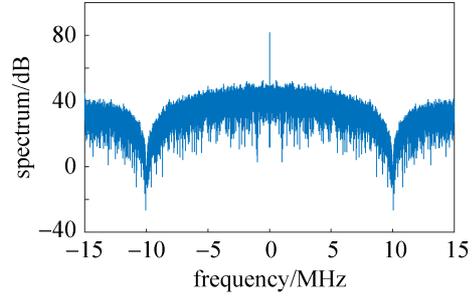


图3 自相关第三项的频谱图  
Fig. 3 The spectrum of the third term of autocorrelation

根据前述分析, PCM-FM 遥测信号的自相关检测首先需要计算信号的一阶差分自相关, 然后对该自相关进行快速傅里叶变换, 最后通过检测零频附近是否存在峰值, 判决是否存在遥测信号。依据前述自相关检测的基本原理, 下面将详细分析这一检测方法的检测性能。

## 2 PCM-FM 的自相关检测性能分析

由信号检测理论可知, PCM-FM 信号检测可归结为如下双择检测问题:

$$\begin{aligned} H_0 : x(n) &= v(n) & n &= 0, 1, \dots, N-1 \\ H_1 : x(n) &= s(n) + v(n) & n &= 0, 1, \dots, N-1 \end{aligned} \quad (8)$$

其中,  $H_0$ 、 $H_1$  分别为假设仅有噪声和信号叠加噪声的条件,  $x(n)$  为数字正交下变频输出的信号,  $N$  为采样点数,  $v(n)$  是服从零均值、方差为  $2\sigma_v^2$  的复高斯白噪声。 $s(n)$  为复 PCM-FM 信号, 该信号的平均功率可表示为

$$P_s = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} |s(n)|^2 = \frac{E_s}{N} \quad (9)$$

其中,  $E_s$  为调频信号的能量, 故在  $H_1$  假设下, 接收信号  $x(n)$  的信噪比为

$$SNR_{in} = \frac{P_s}{2\sigma_v^2} = \frac{E_s}{2N\sigma_v^2} \quad (10)$$

依据前述自相关检测的原理, 在  $H_1$  假设下, 接收信号  $x(n)$  一阶差分自相关可表示为

$$x_d(n) = x(n)x^*(n-1) = s(n)s^*(n-1) + s(n)v^*(n-1) + v(n)s^*(n-1) + v(n)v^*(n-1) \quad (11)$$

对前述自相关结果进行快速傅里叶变换, 仅考虑零频处 PCM-FM 信号的双择检测问题, 则有

$$\begin{aligned} H_0 : Y(0) &= \sum_{n=1}^{N-1} v^*(n) \cdot v(n-1) \\ H_1 : Y(0) &= \sum_{n=1}^{N-1} s(n)s^*(n-1) + V \end{aligned} \quad (12)$$

其中,  $V = \sum_{n=1}^{N-1} [v_R^*(n-1)s(n) + s^*(n-1)v_R(n) + v_R^*(n-1)v_R(n)]$ 。

类似于文献[6]的推导, 在假设  $H_0$  下,  $Y(0)$  近似服从零均值、方差为  $4\sigma_v^4(N-1)$  的复高斯分布。在假设  $H_1$  下,  $V$  近似服从零均值、方差为  $4\sigma_v^4(N-1) + 4E_s\sigma_v^2$  的复高斯分布, 故  $Y(0)$  近似从均值为  $E_c$ 、方差为  $4\sigma_v^4(N-1) + 4E_s\sigma_v^2$  的复高斯分布, 其中:

$$E_c = \sum_{n=1}^{N-1} s(n)s^*(n-1) \quad (13)$$

故在假设  $H_1$  下, 零频处的输出信噪比为

$$SNR_{out} = \frac{|E_c|^2}{4\sigma_v^4(N-1) + 4E_s\sigma_v^2} \quad (14)$$

由此可得, 自相关和快速傅里叶变换获得的信噪比理论积累增益为

$$G = \frac{SNR_{out}}{SNR_{in}} \tag{15}$$

该自相关检测增益与输入信噪比有关, 随着输入信噪比的降低而减小。图 4 给出了信息速率 10Mbit/s 时, FFT 点数从 128 点到 4096 点变化时, 单次 FFT 的积累增益随输入信噪比变化的曲线。

为进一步提高检测算法的性能, 可将多次 FFT 在零频处的数据  $Y_m(0)$  进行非相参积累, 故自相关检测的检测统计量为

$$DM = \frac{1}{L} \sum_{m=0}^{L-1} |Y_m(0)|^2 \tag{16}$$

其中,  $L$  为积累次数。由前述讨论, 可很容易推导出检测统计量  $DM$  在不同假设下的概率密度函数<sup>[7]</sup>。

根据检测统计量的统计特性, 采用纽曼-皮尔逊准则<sup>[7]</sup>, 可获得不同虚警概率下检测概率随输入信噪比变化的曲线。例如当信息速率 10Mbit/s、积累次数  $L=8$ 、FFT 点数  $N=2048$  时, 虚警概率在  $10^{-3}$  到  $10^{-7}$  内变化时, 检测概率随输入信噪比变化的曲线如图 5 所示。由图可知, 在虚警概率为  $10^{-6}$ 、输入信噪比为  $-10\text{dB}$  时, 检测概率为 99.98%。

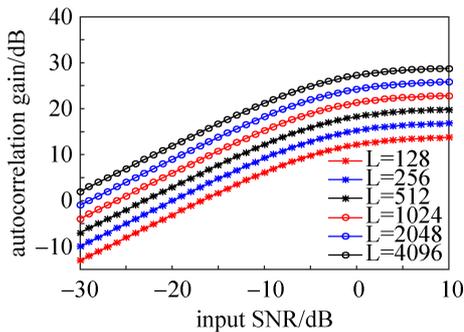


图 4 积累增益随输入信噪比变化曲线

Fig. 4 The cumulative gain varies with the input SNR

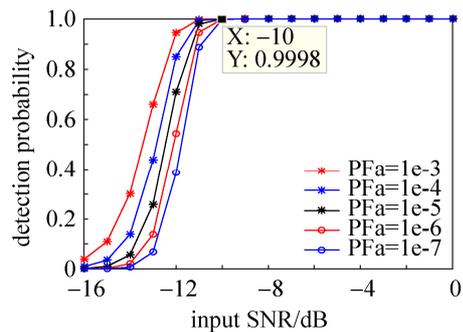


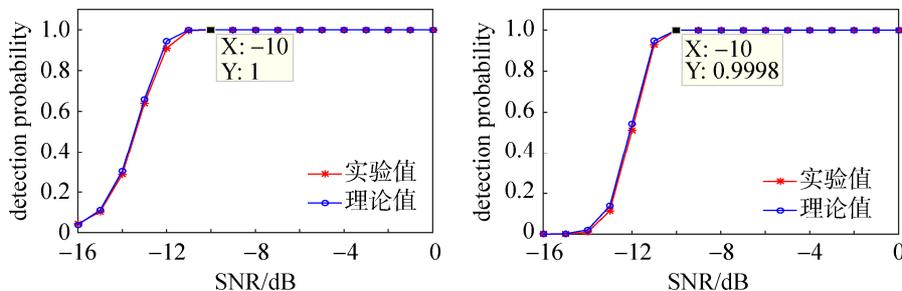
图 5 检测概率随输入信噪比的变化曲线

Fig. 5 The change curve of detection probability with input SNR

### 3 仿真分析与实验

本节利用仿真实验验证 PCM-FM 遥测信号的自相关检测理论性能的正确性。PCM-FM 信号采样频率为 30MHz, 信息速率分别为 10Mbit/s 和 4Mbit/s, FFT 点数为 2048, 积累次数为 8, 虚警概率分别为  $10^{-3}$  和  $10^{-6}$ , 信噪比在  $-16\text{dB} \sim 0\text{dB}$  之间变化, 目标多普勒频率变化范围为  $-1\text{MHz} \sim +1\text{MHz}$ , 多普勒频率的变化速度为  $200\text{kHz/s}$ , 加速度为  $30\text{kHz/s}^2$ 。

经 10000 次蒙特卡洛实验, 图 6 和图 7 分别给出了信息速率 10Mbit/s、4Mbit/s 时, 信号检测概率



(a) 虚警概率/ $10^{-3}$

(a) Probability of false alarm/ $10^{-3}$

(b) 虚警概率/ $10^{-6}$

(b) Probability of false alarm/ $10^{-6}$

图 6 信息速率 10Mbit/s, 检测概率随信噪比变化曲线

Fig. 6 The information rate is 10Mbit/s, the detection probability varies with the SNR

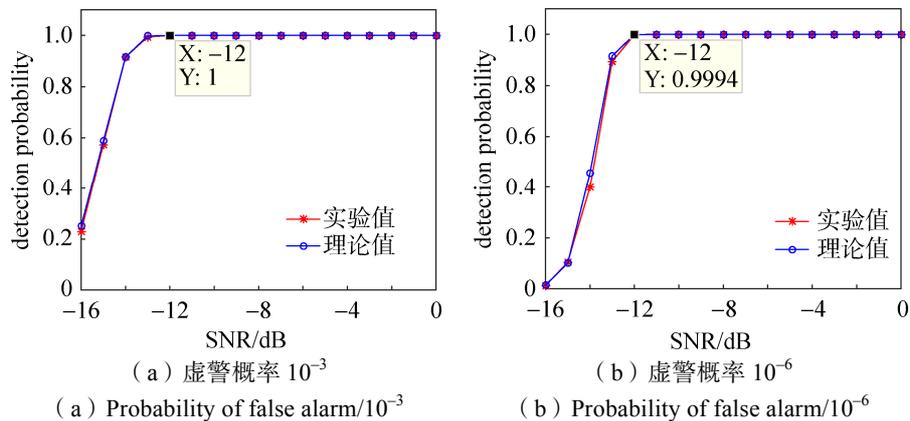


图7 信息速率4Mbit/s, 检测概率随信噪比变化曲线

Fig. 7 The information rate is 4Mbit/s, the detection probability varies with the SNR

随信噪比的变化曲线。由图6和7可知,调频信号的检测性能与理论分析值非常接近。对于信息速率10Mbit/s,在信噪比为-10dB、虚警概率 $10^{-6}$ 时,检测概率为99%,检测时间需要546 $\mu$ s。对于信息速率4Mbit/s,在信噪比为-12dB、虚警概率 $10^{-6}$ 时,检测概率为99%,检测时间需要547 $\mu$ s。

#### 4 结论

为解决高动态、低信噪比环境下PCM-FM遥测信号的检测问题,将一阶差分自相关与离散傅里叶变换相结合,提出了一种PCM-FM信号的自相关检测方法。与已有算法相比,所提算法有效地抑制了多普勒频率变化对检测性能的影响,其能够在低信噪比环境中快速检测目标。值得注意的是,本文讨论的PCM-FM信号的检测是目标角捕获的前提,在目标角捕获过程中,目标检测并不单独使用,需要将目标检测与测角算法统一设计。这将是下一步重点研究的内容。

#### 参考文献

- [1] 郑立岗,吕幼新,向敬成,等. PCM/FM遥测系统中用于去除多普勒频率和载波频偏的新方法[J]. 信号处理, 2004(3): 236-240, 284.  
ZHENG Ligang, LYU Youxin, XIANG Jingcheng, et al. A new technique to remove doppler frequency and carrier frequency bias in PCM/FM telemetry system[J]. Signal Processing, 2004(3): 236-240, 284.
- [2] HERATH S P, RAJATHEVA N, TELLAMBURA C. Energy detection of unknown signals in fading and diversity reception[J]. IEEE Transactions on Communication, 2011, 59(9): 2443-2453.
- [3] 张鹏,王世练,王昊,等. 基于数字信道化的大动态PCM/FM遥测信号角跟踪[J]. 信息与电子工程, 2012, 10(5): 528-533.  
ZHANG Peng, WANG Shilian, WANG Hao, et al. Angle tracking technology based on digital channelized large dynamic PCM/FM telemetry signals[J]. Information and Electronic Engineering, 2012, 10(5): 528-533.
- [4] 吴海洲,王志国,王鹏毅. 基于帧格式的调频遥测信号检测方法分析[J]. 无线电工程, 2012, 42(5): 18-20.  
WU Haizhou, WANG Zhiguo, WANG Pengyi. Analysis on frequency modulated telemetry signal detection method based on frame format[J]. Radio Engineering, 2012, 42(5): 18-20.
- [5] 张建华,许晓东,孙松林. 数字信号处理[M]. 第三版. 北京: 电子工业出版社, 2015.
- [6] 刘庆云,胡天俊,杨新国. LPI雷达信号的互相关检测技术[J]. 制导与引信, 2015, 36(2): 33-37, 43.  
LIU Qingyun, HU Tianjun, YANG Xinguo. Cross correlation technique for detection of low probability of intercept radar signals[J]. Guidance & Fuze, 2015, 36(2): 33-37, 43.
- [7] 何友,关键. 雷达目标检测与恒虚警处理[M]. 北京: 清华大学出版社, 2011.

#### [作者简介]

高山 1983年生,本科,工程师,主要研究方向为航天测控。