

CCSDS 航天测控信号的简化非相干检测算法

党小宇 李宝龙 王旭东

(南京航空航天大学电子信息工程学院, 南京, 210016)

摘要:针对航天测控系统中 CCSDS 推荐的连续相位调制(Continuous phase modulation, CPM)信号载波相位难以恢复的问题,文中提出了一种简化非相干检测算法。首先依据最大似然比准则,推导出信号的最优非相干检测算法,然后将基于 Laurent 分解的 CPM 信号的线性模型引入,简化非相干接收机结构。同时考虑到信号相位间的连续性,每次分支度量通过处理多个符号时间的接收信号来提高检测性能。简化的接收机由几个前端滤波器和紧随其后的维特比运算部件构成,文中最后给出了 $L=4$ 的高斯最小频移键控(Gaussian minimum shift keying, GMSK)信号的接收性能,结果表明在误码率同为 1×10^{-4} 的条件下,观察窗口为 8 个码元长度时,简化非相干检测比起最优相干检测算法只有 1.2 dB 的性能损失。

关键词:航天测控;非相干检测;最大似然比准则;Laurent 分解

中图分类号: TN911.23 **文献标志码:** A **文章编号:** 1005-2615(2013)01-0094-05

Simplified Non-coherent Detection of Aerospace TT&C Signals Recommended by CCSDS

Dang Xiaoyu, Li Baolong, Wang Xudong

(College of Electronic and Information Engineering, Nanjing University of Aeronautics & Astronautics, Nanjing, 210016, China)

Abstract: A method for simplified non-coherent detection of continuous phase modulation (CPM) signals recommended by consultative committee for space data systems (CCSDS) in aerospace telemetry, tracking and command (TT&C) system is proposed due to the difficulty in carried phase recovery. Firstly, an optimal non-coherent metric for CPM is derived from the maximum-likelihood principle. Based on Laurent decomposition, the linear expressions of CPM signals are then applied to reduce the complexity of the non-coherent receiver. In consideration of phase continuity, multi-symbol intervals of received signals are considered in every branch metric to improve the performance of the detection. Constructed with few matched filters in the front-end, the simplified receiver uses the Viterbi algorithm to perform the sequence estimation. Simulation results for the simplified non-coherent detection of gaussian minimum shift keying (GMSK) signals with $L=4$ are given in the end. It is shown that when the observation interval is 8 bits long, the simplified detector has only around 1.2 dB SNR to obtain the same BER of 1×10^{-4} as the coherent detector.

Key words: aerospace TT&C; non-coherent detection; maximum-likelihood principle; Laurent decomposition

基金项目:国家自然科学基金(61172078)资助项目;航空科学基金(2010ZD52040)资助项目;中央高校基本科研业务费专项资金资助项目;研究生创新基地开放基金(kfjj20110217)资助项目;江苏高校优势学科建设工程资助项目。

收稿日期: 2012-05-05; **修订日期:** 2012-11-01

通信作者: 党小宇,男,博士,副教授,1973 年出生, E-mail: dang@nuaa.edu.cn。

航天测控技术是航天技术的重要组成部分。随着航天技术的发展,航天活动变得越来越频繁和复杂,航天器需要将大量的数据信息实时地传输,未来航天测控系统的数据传输速率会呈指数方式增长。在空间频谱资源一定的情况下,为了应对高速率传输的要求,测控系统必须采用一些高效率带宽调制方式,连续相位调制(Continuous phase modulation, CPM)是一种恒包络数字调制方式,由于相位的连续性,信号具有良好的频谱利用率,适合高速率传输系统的要求,同时作为一种恒包络调制信号,适合应用在航天通信的非线性功放系统中,CPM 已经被国际权威组织空间数据咨询委员会(Consultative committee for space data systems,CCSDS)列为航天测控系统中推荐使用的一种调制技术。例如 GMSK 作为一种 CPM 调制方式,在 2001 年被 CCSDS 列为未来空间研究计划的标准数字调制方式^[1],其高效率的频谱利用率可以保证航天测控系统高速率的传输要求,同时可以实现多目标测控,是新一代航天测控系统研究的一个方向。

在加性高斯白噪声(Additive white gaussian noise, AWGN)信道下,CPM 信号有相干和非相干两大类检测方法。虽然 CPM 信号体系中的 MSK, GMSK 等已经在地面蜂窝网络中得到应用,但在航天通信仅局限于一些简单的情况,这是由 CPM 同步算法实现的复杂性造成的。随着部分响应长度和多进制度的增加,CPM 信号波形复杂度呈指数方式增长,造成载波相位同步的时间随之呈指数程度增加,且存在较大的失锁概率^[2],不符合航天通信中对系统可靠性的要求。非相干检测对相偏有很好的鲁棒性,不需要本地提供同步信息,提高了通信系统的可靠性。同时相干接收机中同步接收算法实现起来比较复杂,而非相干检测无需采用同步算法,从而有效地降低了接收机实现的复杂度,在航天测控系统中逐渐受到重视。

CPM 具有记忆性,这是由信号相位的连续性决定的,传统的非相干算法大多采用逐符号检测的方法,忽略了信号的记忆性,检测的性能比较差。文献[3~5]给出了几种 GMSK 的非相干差分检测方法,但这些方法没有充分利用信号的记忆性,检测出的符号会受到其他符号时间信息的干扰,检测性能比较差。文献[6]介绍了一种 GMSK 的限幅鉴频非相干检测方法,属于逐符号检测的范畴,同时算法对采样速率要求高,无法适用在航天通信高速率传输系统中。多符号检测最初是为了高性能检测 CPFSK 信号提出的,也适用于更一般的 CPM 信号^[7]。多符号检测是指在接收到一个符号时间的信号并不马上处理,而是在接收了后续的多个符号时间的信号后再进行判决。多符号检测充

分利用了信号的记忆性,是一种对 CPM 信号检测性能优越的算法。文献[8]介绍了一种 CPM 的非相干多符号检测算法,随着检测窗口的逐渐增大,检测的性能曲线逐渐逼近相干最优检测的性能,但算法只适用于全响应的情况。文献[9~11]介绍的多符号检测算法对全响应和部分响应的情况都是适用的,但算法中接收机复杂度(匹配滤波器和维特比状态数)随着部分响应长度呈指数增长,实际实现起来比较复杂,不适用要求硬件实现简单的航天测控系统。以 GMSK 信号为例,算法中需要的匹配滤波器的数目为 2^{N+L-1} 个, L 为部分相应长度, N 为信号的观察窗口。

本文提出了一种适用于航天测控系统中 CPM 信号的非相干检测算法。算法中采用多符号检测的方法提高检测性能,同时基于 Laurent 分解算法,将 CPM 信号分解为几个幅度调制脉冲(Amplitude modulated pulse, APM)的线性叠加,然后利用近似的线性化模型推导出简化的非相干检测算法,将匹配滤波器由指数方式增长的数目减少为几个,降低了接收机实现的复杂度。

1 信号与系统模型

1.1 CCSDS 航天测控信号模型

CCSDS 推荐的 CPM 信号基带表达式为^[12]

$$s(t, \alpha) = \exp\{j\varphi(t, \alpha)\} \quad (1)$$

式中 α 为发送的符号序列,在 $\{\pm 1, \pm 3, \dots, \pm(M-1)\}$ 内取值,在时间间隔 $nT \leq t \leq (n+1)T$ 内, $\varphi(t, \alpha)$ 可以表示为

$$\varphi(t, \alpha) = 2\pi h \sum_{i=n-L+1}^n \alpha_i q(t-iT) + \pi h \sum_{i=-\infty}^{n-L} \alpha_i \quad (2)$$

式中: T 为符号时间间隔; h 为信号的调制系数; L 为部分响应长度; $q(t)$ 为相位脉冲成型函数。可以表示为

$$q(t) = \int_{-\infty}^t g(\tau) d\tau = \begin{cases} \int_0^t g(\tau) d\tau & t \leq LT \\ \frac{1}{2} & t > LT \end{cases} \quad (3)$$

式中 $g(t)$ 为频率脉冲成型函数。

发射信号 $s(t, \alpha)$ 通过高斯白噪声信道后在接收端接收到的信号 $r(t)$ 可以表示为^[13]

$$r(t) = s(t, \alpha)e^{j\theta} + n(t) \quad (4)$$

式中: $s(t, \alpha)$ 为发送信号; $n(t)$ 为均值为零,双边带功率谱密度为 $2N_0$ 的复高斯型随机过程; θ 为由信道引入的未知初始相位,在 $[-\pi, \pi]$ 内均匀分布,由于相位 θ 随时间缓慢变化,在一定的时间内可以认为不变。

1.2 Laurent 分解

Laurent 分解是指将二进制部分响应 CPM 信

号用几个幅度调制脉冲的线性叠加表示^[14],这种算法为信号的检测提供了一种并不复杂的手段,已经应用于最优相干检测算法中简化接收机的结构^[15]。根据文献[15],二进制 CPM 可以近似地表示为

$$\tilde{s}(t) = \sum_n \sum_{k=0}^{2^{L-1}-1} a_{k,n} C_k(t-nT) \quad (5)$$

式中: $C_k(t)$ 为对应的第 k 个幅度调制脉冲; $a_{k,n}$ 为发送信息 $\{\alpha_n\}$ 的函数, 可以表示为

$$a_{k,n} = \exp\left\{j\pi h \left[\sum_{i=0}^n \alpha_i - \sum_{i=0}^{L-1} \alpha_{n-i} \beta_{k,i} \right] \right\} \quad (6)$$

式中: $\beta_{k,l}$, $l=1, 2, \dots, L-1$, 为整数, k 表示为二进制后的各系数, 即

$$k = \sum_{l=1}^{L-1} 2^{l-1} \beta_{k,l} \quad (7)$$

对有限 L 值的 CPM 信号, 这种线性叠加表示法很精确。在实际应用中, 由于信号的能量大部分集中在前 $K < 2^{L-1} - 1$ 个幅度调制脉冲的线性叠加中, 可以选取前 K 个 $C_k(t)$ 来近似信号, 这样可以更加简化检测的过程, 同时不会引起性能的损失。如 $L=4$ 的 GMSK 信号, 根据文献[14], 信号总能量的 99.194 4% 集中在第 1 个幅度调制脉冲 $C_0(t)$ 中, 总能量的 0.803% 集中在第 2 个幅度调制脉冲 $C_1(t)$ 中, 而剩余的 6 个分量只包含总能量的 2.63×10^{-5} , 可以忽略不计。因此, 信号的能量大部分集中在前 $K=2$ 个幅度调制脉冲的线性叠加中, 用 $C_0(t)$ 和 $C_1(t)$ 足以近似信号。

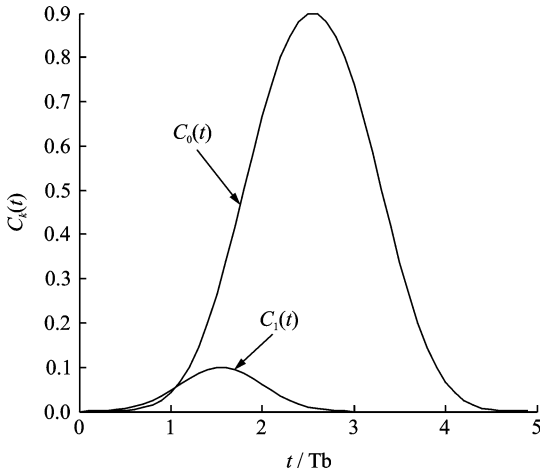


图1 $L=4$ 时 GMSK 的第一和第二 AMP 流的脉冲波形

2 非相干检测算法

2.1 最优非相干检测算法

假设在观察时间间隔 T_0 内, 初始相位 θ 是不变的。在时间间隔 T_0 内, $r(t)$ 关于 $s(t)$ 和 θ 的条件概率可以表示为^[13]

$$P(r(t) | s(t, \alpha), \theta) =$$

$$F \exp\left\{-\frac{1}{N_0} \int_0^{T_0} |r(t) - s(t, \alpha) e^{j\theta}|^2 dt\right\} \quad (8)$$

式中 F 为与 $s(t, \alpha)$ 和 θ 无关的常数。由于 CPM 信号为恒包络信号, 可以将式(8)中的平方项展开, 条件概率可以表示为

$$P(r(t) | s(t, \alpha), \theta) = F e^{-A^2 T_0 / N_0} \exp\left\{-\frac{1}{N_0} \int_0^{T_0} |r(t)|^2 dt\right\} \times \exp\left\{\frac{2}{N_0} \operatorname{Re} \left[\int_0^{T_0} r(t) s^*(t, \alpha) e^{-j\theta} dt \right] \right\} \quad (9)$$

式中: A 为信号 $s(t, \alpha)$ 的幅度值; $\operatorname{Re}(x)$ 为取 x 的实部。为了进行非相干检测判决, 可以对条件概率关于 θ 取均值, 消除未知相位带来的影响, 得到

$$P(r(t) | s(t, \alpha)) = F' I_0\left(\frac{2}{N_0} \left| \int_0^{T_0} r(t) s^*(t, \alpha) dt \right| \right) \quad (10)$$

式中: F' 为与 $s(t, \alpha)$ 无关的常数; $I_0(x)$ 为一阶修正贝塞尔函数, 是关于自变量 x 的增函数。根据最大似然比准则, 可以选择非相干判决量为

$$\Lambda(\alpha) = \left| \int_0^{T_0} r(t) s^*(t, \alpha) dt \right|^2 \quad (11)$$

在 $\Lambda(\alpha)$ 达到最大时, 似然函数 $P(r(t) | s(t, \alpha))$ 随之达到最大。可以看到, 最优非相干检测的过程是搜寻一个使判决量 $\Lambda(\alpha)$ 达到最大的符号序列 α 作为判决输出。但是实际上, 由于随着待判决序列 α 长度的增加, 参考信号 $s^*(t, \alpha)$ 的数目呈指数方式增长, 最优非相干检测会变得非常复杂。

2.2 简化非相干检测算法

根据 Laurent 算法, 航天测控系统中的部分响应 CPM 信号可以用 K 个幅度调制脉冲的线性叠加来表示^[15], 因此, 将判决量中的发送信号 $s(t, \alpha)$ 用线性近似式替代, 得到等价的非相干判决量为

$$\Lambda(\alpha) = \left| \int_0^{T_0} r(t) \sum_{n=0}^{W-1} \sum_{k=0}^{K-1} a_{k,n}^* C_k(t-nT) dt \right|^2 = \left| \sum_{n=0}^{W-1} \sum_{k=0}^{K-1} a_{k,n}^* \int_0^{T_0} r(t) C_k(t-nT) dt \right|^2 = \left| \sum_{n=0}^{W-1} \sum_{k=0}^{K-1} a_{k,n}^* r_{k,n} \right|^2 \quad (12)$$

式中: W 的值由观察窗口 T_0 的大小决定; $r_{k,n}$ 为接收信号通过匹配滤波器 $C_k(-t)$, 在 nT 时间点的采样值。可以将式(12)中的平方项展开, 得到

$$\Lambda(\alpha) = \sum_{n=0}^{W-1} \left| \sum_{k=0}^{K-1} a_{k,n}^* r_{k,n} \right|^2 + 2 \sum_{n=1}^{W-1} \sum_{i=1}^n \operatorname{Re} \left[\left(\sum_{k=0}^{K-1} a_{k,n}^* r_{k,n} \right) \left(\sum_{k=0}^{K-1} a_{k,n-i}^* r_{k,n-i} \right)^* \right] \quad (13)$$

由于判决量中第一个累加项的取值对不同参考信息序列 α 基本是相同的, 可以在判决量中将其舍去, 得到简化的判决量为

$$\tilde{\Lambda}(\alpha) = \sum_{n=1}^{W-1} \lambda_n \quad (14)$$

式中分支度量 λ_n 可以表示为

$$\lambda_n = \sum_{i=1}^n \operatorname{Re} \left[\left(\sum_{k=0}^{K-1} a_{k,n}^* r_{k,n} \right) \left(\sum_{k=0}^{K-1} a_{k,n-i}^* r_{k,n-i} \right)^* \right] \quad (15)$$

根据文献[9]中的定义, $a_{k,i}^*$ 可以表示为

$$a_{k,i}^* = c_{k,n-i}^{(n)} \exp(-j\pi h \sum_{l=0}^n \alpha_l) \quad (16)$$

式中:系数 $c_{k,i}^{(n)}$ 中上标 n 表示它是第 n 个分支度量 λ_n 中的系数。 $c_{k,i}^{(n)}$ 可以用下面的递归式子计算出来

$$\begin{aligned} c_{0,0}^{(n)} &= 1 \\ c_{0,i+1}^{(n)} &= c_{0,i}^{(n)} \exp(j\pi h \alpha_{n-i}) \\ c_{k,i}^{(n)} &= c_{0,i}^{(n)} \exp(j\pi h \sum_{l=1}^{L-1} \alpha_{n-i-l} \beta_{k,l}) \end{aligned} \quad (17)$$

将上面系数 $a_{k,i}^*$ 的新定义式代入到分支度量 λ_n 的表达式中,整理得到

$$\lambda_n = \sum_{i=1}^n \operatorname{Re} \left[\left(\sum_{k=0}^{K-1} c_{0,0}^{(n)} r_{k,n} \right) \left(\sum_{k=0}^{K-1} c_{k,i}^{(n)} r_{k,n-i} \right)^* \right] \quad (18)$$

当 i 取值比较大时, $r_{k,n}$ 与 $r_{k,n-i}$ 是不相关的。在分支度量中, λ_n 的计算涉及到 i 从 1 到 n 项,为了简化检测的过程,可以对分支度量中 i 的取值进行截断,得出最终的分支度量为

$$\lambda_n = \operatorname{Re} \left[\left(\sum_{k=0}^{K-1} c_{k,n}^{(n)} r_{k,n} \right) \times \left(\sum_{i=1}^N c_{0,i}^{(n)} r_{0,n-i} + \sum_{k=1}^{K-1} \sum_{i=1}^{N-i_k-1} c_{k,i}^{(n)} r_{k,n-i} \right)^* \right] \quad (19)$$

式中: i_k 为满足 $2^{i_k-1} \leq k < 2^{i_k}$ 范围的整数。很明显, λ_n 需要 $N+1$ 个 $r_{0,i}$ 与 $N-i_k$ 个 $r_{k,i}$ 参与计算,判决中使用了多个符号时间的接收信号提高检测的性能,充分利用了 CPM 信号的记忆性,可以预测,在观察窗口 N 逐渐变大时,检测性能会趋近最优相干检测的性能。

根据以上推导,分支度量中需要 $N+1$ 个 $r_{0,i}$ 与 $N-i_k$ 个 $r_{k,i}$ 参与计算, $r_{k,i}$ 可以通过将接收信号 $r(t)$ 经过匹配滤波器 $C_k(-t)$, 在 iT 时间点采样取得,并利用延迟获得不同时间点的采样值。同时从分支度量的表达式可以看到, λ_n 只是关于发送信息 $\alpha_{n-N+1}, \alpha_{n-N+1}, \dots, \alpha_n$ 的函数,可以选取 $\{\alpha_{n-N+1}, \alpha_{n-N+1}, \dots, \alpha_{n-1}\}$ 作为状态, α_n 作为输入,得到信号的维特比状态网格图,状态数为 $S=2^{N-1}$,此时可以利用维特比算法寻找一条判决量最大的路径输出,获得判决结果。因此,如图 2 所示,设计出的简化接收机结构由 K 个前端匹配滤波器和状态数为 $S=2^{N-1}$ 的维特比运算部件构成。

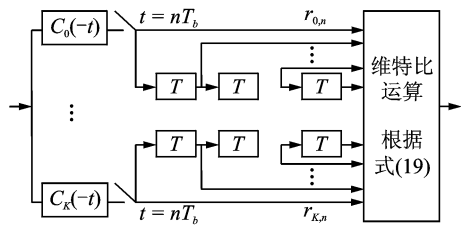


图 2 CCSDS 航天测控信号的简化接收机结构

3 仿真结果与分析

图 3 仿真了部分响应长度 $L=4$ 的 GMSK 信号在文中算法下的接收机性能,由于 $k=0$ 和 $k=1$ 对应的幅度调制脉冲的线性叠加足以近似 GMSK 信号,因此,前端匹配滤波器的数目 $K=2$ 。先将接收信号通过匹配滤波器 $C_0(-t)$ 和 $C_1(-t)$ 在时间点采样获得 $r_{0,i}$ 与 $r_{1,i}$,然后利用采样信息进行维特比运算获得判决输出。从图 3 给出的接收机误码率曲线可见,随着多符号观察窗口 N 的增加,系统的性能越来越好,逐渐趋近最优相干检测的性能。为了进行比较,图 3 同时给出了 GMSK 信号的最佳相干检测的性能曲线,可以看出,误码率同为 1×10^{-4} 时,文中提出的接收机在观察窗口 $N=8$ 的情况下比最佳相干检测只有 1.2 dB 的性能损失。

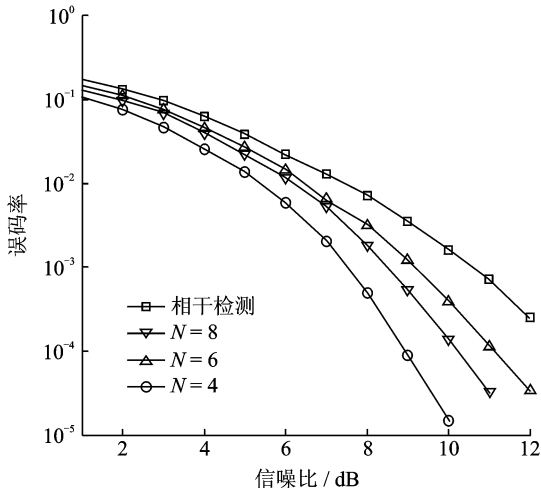


图 3 在不同的观察窗口下, $L=4$ 的 GMSK 信号检测的误码率曲线

接收机结构的复杂度可以从两个方面去考量,一是接收机中所含的匹配滤波器的数目 K ,另外是维特比运算的复杂度,即维特比状态数 S 和使用的加法器和乘法器的数目等。表 1 给出文献[10]提出的算法与本文简化算法的复杂度与观察窗口 N 的关系,通过表 1 可以看到,文献[10]中的算法所需滤波器的数目随着观察窗口的数目是指数方式增长,而简化算法滤波器的数目由用来近似 CPM 信号的幅度调制脉冲的个数决定,数目为常

数,并不会随着观察窗口和信号的部分响应长度的增加而呈指数方式增长。同时在加法器与乘法器的数目上,简化算法与观察窗口的长度呈正比关系,而文献[10]中的数目与观察窗口的平方呈正比,简化算法优于文献[10]提出的算法。为了验证简化算法的有效性,图 4 给出了文中算法和文献[10]中提到多符号检测算法的性能比较。图 4 的仿真条件为 $L=4$ 的 GMSK 信号,本文中提出的算法接收机由 $K=2$ 个前端匹配滤波器构成,文献[10]提出的算法中则需要 2^{N+3} 个匹配滤波器,其数目是随着观察窗口的数目 N 呈指数增长。从误码率曲线看出,在状态数 $S=64$ 的情况下,接收机的性能比起文献[10]中提到的算法可以获得 0.2 dB 的性能增益,同时接收机中匹配滤波器的数目从 128 个减少为 2 个。

表 1 算法复杂度与非相干检测观察窗口的关系				
	滤波器 数目	维特比 状态数 S	加法器 数目	乘法器 数目
文献[10]	M^{N+L-1} (M 为多进制数)	$S=M^{N+L-2}$	N^2-1	$N+N^2$
简化算法	K (K 为常数, 且取值较小)	$S=M^{N-1}$	K^2N-1	$(K+K^2)N$

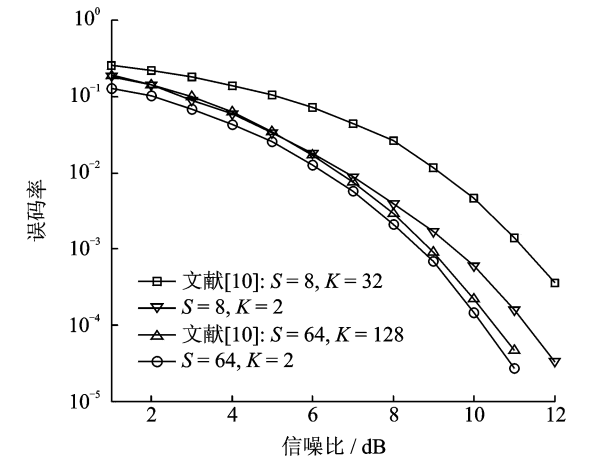


图 4 不同的维特比状态数 S 下,本文和文献[14]算法对 $L=4$ 的 GMSK 信号的误码率性能对比

4 结束语

CPM 作为一种高带宽效率的恒包络数字调制方式,已经被国际权威组织空间数据咨询委员会(CCSDS)列为航天测控系统中推荐使用的一种调制技术。本文提出了一种 CCSDS 航天测控系统信号的非相干多符号检测算法,结合 Laurent 算法,简化了接收机结构,算法中接收机由几个前端滤波器和紧随其后的维特比运算部件构成。与现有的一些非相干多符号检测算法相比,本文提出的方法中含有较少的匹配滤波器和维特比状态数。从仿真结果来看,接收机性能随着观察窗口的增

大,性能逐渐趋近与相干最优检测的性能。

参考文献:

[1] Simon M K. Bandwidth-efficient digital modulation with application to deep-space communications[M]. California: John Wiley & Sons, 2001.

[2] Chandran P, Perrins E. Symbol timing recovery for CPM with correlated data symbols[J]. IEEE Transaction on Communications, 2009, 57 (5): 1265-1270.

[3] Simon M K, Wang C C. Differential versus limiter-discriminator detection of narrow-band FM[J]. IEEE Transaction on Communications, 1983, 31 (11): 1227-1234.

[4] Elnoubi S M. Analysis of GMSK with differential detection in land mobile radio channels [J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 1986, 35 (4): 162-167.

[5] Yongacoglu A, Makrakis D. Differential detection of GMSK using decision feedback[J]. IEEE Transaction on Communications, 1988, 36(6): 641-649.

[6] Korn I. GMSK with limiter discriminator integrator detection in satellite mobile channel[J]. IEEE Transaction on Communications, 1991, 39(1): 94-100.

[7] 郝建民. 两项技术是 PCM/ FM 遥测系统信噪比增益提高 9 dB[J]. 遥测遥控, 2004, 25(6):6-8. Hao Jianmin. Increasing PCM/ FM telemetry SNR up 9 dB with two techniques [J]. Journal of Telemetry, Tracking and Command, 2004, 25(6):6-8.

[8] Simon M K, Divsalar D. Maximum likelihood block detection of noncoherent continuous phase modulation [J]. IEEE Transaction on Communications, 1993, 41 (1): 90-98.

[9] William P O, Michael B L. Coherent and noncoherent detection of CPFSK [J]. IEEE Transaction on Communications, 1974, 22 (8): 1023-1036.

[10] Raphaeli D, Divsalar D. Noncoherent detection of continuous phase modulation using overlapped observations[C]// IEEE Global Telecommunication Conference. San Francisco: IEEE Conference Publication, 1994:191-195.

[11] Raphaeli D. Noncoherent coded modulation [J]. IEEE Transactions on Communications, 1996, 44 (2): 172-183.

[12] Anderson J B, Aulin T, Sundberg C E. Digital phase modulation[M]. New York: Plenum, 1986.

[13] Proakis P. Digital communication[M]. 3rd edition. New York: McGraw-Hill, 1995.

[14] Kaleh G K. Simple coherent receivers for partial respond continuous phase modulation[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 1989, 7 (9): 1427-1436.

[15] Laurent P A. Exact and approximate construction of digital phase modulations by superposition of amplitude modulated pulses [J]. IEEE Transaction on Communications, 1986, 34 (2): 150-160.

