

再入遥测环境下的 PCM/FM 信号 软解调研究

付刚 林建华 吴广志 寇明鑫 苏永和

(中国卫星海上测控部 江阴 214431)

摘要 针对再入遥测环境下遥测信号信噪比较低,而传统解调方法解调门限较高的问题,结合 PCM/FM 信号相位特性,研究一种基于多符号检测(MSD)的软件化解调方法;对连续观测到的若干个码元信号与本地信号进行联合检测。研究相应的同步算法保障解调的顺利进行。仿真和测试结果验证了 MSD 的有效性。

关键词 再入遥测 PCM/FM MSD

中图分类号 V556.4; **文献标志码** A

再入遥测信道是遥测过程中的一种特殊信道情况。当遥测信号通过再入遥测信道时,存在两个主要障碍,即再入黑障和多径效应,严重影响遥测信号的传播,并造成信噪比大幅下降,以至于突破传统解调方法的解调门限,使得传统解调方法无法完成正常的解调。针对该问题,采用一种基于 MSD 的解调方法对 PCM/FM 遥测信号进行解调。相比于传统的非相干鉴频解调方法,基于 MSD 的 PCM/FM 信号解调方法理论上可使信道增益提高近 3 dB^[1],大大降低了 PCM/FM 遥测信号解调门限。

1 信道模型

在再入遥测信道中,由于多径和移动台运动等影响因素,使得移动信道对传输信号在时间、频率和角度上造成了色散,因此多径信道的特性对通信质量有着至关重要的影响;而多径信道的包络统计特性成为我们研究的焦点。根据不同衰落信道的统计特性,接收信号包络一般服从几种典型分布,如瑞利分布、Rice 分布和 Nakagimim 分布。

其中瑞利衰落模型的适用条件为,当信道中没有明显的视距传播分量,并且信号传播由本地散射

体实现,则可以用瑞利分布来模拟该信道。该信道中散射体的数目很大,如果接收波的数量足够大(超过 6 个),利用中心极限定理,信号的复包络可以用一个宽平稳高斯随机过程来建模。

由于本文处理的遥测信号属于点对点的传播,针对点对点传播的频移和时延特点,选择瑞利衰落模型更符合实际信道的特点,吻合性更高,因此,本文主要以符合瑞利分布的多径信道为背景进行模拟仿真。

离散多径衰落信道模型为

$$R(t) = \sum_{k=1}^{N(t)} r_k(t) s_{FM}(t - \tau_k) \quad (1)$$

式(1)中, $s_{FM}(t)$ 为发送的 PCM/FM 信号, $r_k(t)$ 为复路经衰落,服从瑞利分布, τ_k 是多径时延。多径衰落信道模型如图 1 所示。

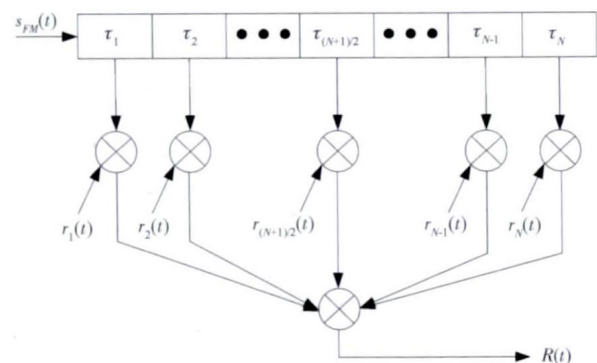


图 1 多径衰落信道模型框图

2013年1月23日收到

第一作者简介:付刚(1987—),硕士研究生,研究方向:基带信号处理。E-mail: 348237548@qq.com。

2 MSD 算法

2.1 算法推导

PCM/FM 遥测信号瞬时相位可以表示为^[2]:

$$\psi(t; z) = 2\pi h \sum_{k=1}^n z_k q(t - kT); nT \leq t \leq (n+1)T \quad (2)$$

$$\begin{cases} q(t) = 0 & t < 0 \\ q(t) = \frac{t}{2LT} & 0 \leq t \leq LT \\ q(t) = \frac{1}{2} & t > LT \end{cases} \quad (3)$$

式(2)中: $q(t)$ 为相位响应函数, $\{z_n, n = 0, 1, \dots, M-1\}$ 为 M 进制发送码元, 取值范围是 $\{\pm 1, \pm 3, \dots, \pm(M-1)\}$, 由于遥测系统中选择二进制码元为调制信息居多。所以, 本文仅考虑 $M=2$ 的情况, 对应调制码元的取值是 1 和 -1。

由式(2)可知, PCM/FM 遥测信号每一时刻的相位值都与基于前面若干码元相关, 并且由于相位相应函数是连续函数, 所以, PCM/FM 遥测信号的相位具有连续性。

传统 PCM/FM 信号解调是基于单个码元的检测判决, 更容易受到噪声的干扰, 所以导致解调门限较高。本文利用 PCM/FM 信号相位的连续性, 采用一种较新颖的解调方法——MSD, 利用最大似然的思想, 每次联合若干个码元同时进行判决, 可以有效降低解调门限。下面即为 MSD 的具体理论推导。

令 $s(t)$ 为发送的有用信号, $n(t)$ 为混在信道中的高斯白噪声, $r(t)$ 为实际接收信号的基带复包络, 以下简称接收信号。

$$r(t) = s(t) + n(t) \quad (4)$$

假设 z 是发送的二进制信息符号序列, \bar{z} 是接收端的一个可能的判决序列。而多符号检测方法, 即通过寻找一个最佳的判决序列, 使得条件概率 $p[\bar{z}/r(t)]$ 最大, 也就是在确定接收信号 $r(t)$ 的情况下, 序列 \bar{z} 具有最大的出现概率。根据贝叶斯定理:

$$p(\bar{z}/r(t)) = \frac{p(r(t)/\bar{z})p(\bar{z})}{p[r(t)]} \quad (5)$$

如果不同的 \bar{z} 出现的概率 $p(\bar{z})$ 相等, 那么最大后验概率可以简化为最大似然概率, 即判决出一种可能性最大的 \bar{z} , 让似然函数 $p[r(t)/\bar{z}]$ 最大^[3]。

令 $r(t)$ 的均值为 $s(t; \bar{z})$, 方差即为高斯白噪声 $n(t)$ 的方差。所以, 当 $n(t)$ 为广义平稳随机过程时, $\ln\{p[r(t)/\bar{z}]\}$ 最大即等价于使 $-\int_0^{NT} [r(t) - s(t; \bar{z})]^2 dt$ 最大, 也就是等价于使 $\int_0^{NT} [r(t) - s(t; \bar{z})]^2 dt$ 最小, 即欧氏距离最小, 表示如式(16)。

$$\max\{\ln k [p(r(t)/\bar{z})]\} \Leftrightarrow \min\left\{\int_0^{NT} [r(t) - s(t; \bar{z})]^2 dt\right\} \quad (6)$$

在 N 个码元内, 定义 $s(t; \bar{z})$ 与 $r(t)$ 的最小欧氏距离为:

$$\begin{aligned} r_{\min} = \min\left\{\int_0^{NT} [r(t) - s(t; \bar{z})]^2 dt\right\} = \\ \min\left\{\int_0^{NT} r^2(t) dt + \int_0^{NT} s^2(t; \bar{z}) dt - \right. \\ \left. 2 \int_0^{NT} r(t) s(t; \bar{z}) dt\right\} \quad (7) \end{aligned}$$

由于噪声与符号相独立, $\int_0^{NT} r^2(t) dt$ 与 $\int_0^{NT} s^2(t; \bar{z}) dt$ 为定值; 因此, 最小欧氏距离等价于最大相关性 T_{\max} , 亦称为似然函数或度量, 即:

$$T_{\max}(\bar{z}) = \max\left\{\int_0^{NT} r(t) s(t; \bar{z}) dt\right\} \quad (8)$$

通过以上分析可以看出, 在一定的时间段(NT)内, 最好的判决是找到一种与接收信号 $r(t)$ 最接近的调制信号 $s(t; \bar{z})$, 即通过将所有可能的本地调制信号 $s(t; \bar{z})$ 在 N 个码元之内与接收信号 $r(t)$ 做相关运算, 最大相关值所对应的序列即为最优判决序列。很明显, 此时接收信号的似然函数存在极值。从而, 求取似然函数 $p[r(t)/\bar{z}]$ 的最大值问题转化为求取 $|T(\bar{z})|$ 的最大值问题。MSD 即寻找相应

的序列,使得似然量 $|T(z)|$ 的绝对值最大。实现过程如图 2 所示。

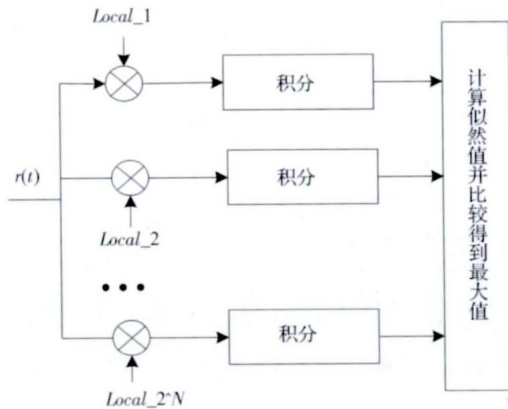


图 2 多符号检测算法实现框图

图 2 中, $Local_m = \exp[-j2\pi h\Delta_m q(t - mT)]$ 为本地含发送码元信息的某一组信号,计算似然值如下

$$\beta_i = \sum_{n=1}^N r_{i_n} C_n; C_1 = 1, C_k = \exp(-j\pi h \sum_{l=1}^{k-1} \Delta_{i_l}) \quad (9)$$

当 $\max|\beta_i|$ 时, $\hat{a}_{n-N+1} = \Delta_{i_1}, \hat{a}_{n-N+2} = \Delta_{i_2}, \dots, \hat{a}_n = \Delta_{i_N}$; 即有 1 个时延点时,本地信号中 $\Delta_{i_1}, \Delta_{i_2}, \dots, \Delta_{i_N}$ 为解调输出码组。当 $\max|\beta_i|$ 为所有时延点情况下的最大值时, $\Delta_{i_1}, \Delta_{i_2}, \dots, \Delta_{i_N}$ 为最终解调输出码组。

2.2 算法执行过程

通过以上对多符号检测方法的推导得知,MSD 是一种相位相关算法,经过式(9)的计算,根据得到的最大值找出最相关的序列。而维特比(Viterbi)算法可以作为一种有效的手段来完成最大相关度量的检测。

用网格图表示 PCM/FM 信号的相位状态转移情况,如图 3 所示。

如图 3 所示,在每个时刻,进入网格节点的每条路径都有自己的度量。维特比算法比较每条路径的度量,将最小度量对应的路径称为幸存路径,存储幸存路径并舍弃其余路径,这样做是为了保护网格搜索的最佳性。

在相位网格图的基础上,维特比算法实现的一

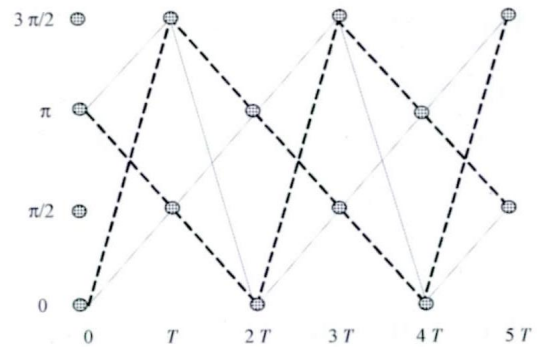


图 3 $h=0.5$ 的 PCM/FM 信号相位网格图

般步骤可以概括如下:

(1) 令 $t=0$ 时刻设置各状态路径度量为零,初始状态为零。

(2) 计算各支路度量。设 s_k^θ 为 $t = kT$ 时刻对应相位 θ 的节点, $x_k[s_k^i/s_{k-1}^i]$ 是由转移 s_k^i/s_{k-1}^i 唯一确定的码元;前 $k-1$ 个码元由先前的状态 s_{k-1}^i 唯一确定。在 $t = kT$ 时刻,针对前一时刻 $t = (k-1)T$ 进入该节点的每条路径度量进行计算。以图 3 中 $t = 3T$ 时刻为例,进入节点 $s_3^{\pi/2}$ 的路径有 $s_3^{\pi/2}/s_2^0$ 和 $s_3^{\pi/2}/s_2^\pi$,分别计算两条支路路径的大小。具体计算可通过式(8)得到。

(3) 路径度量更新。在原有 $t = (k-1)T$ 时刻确定的幸存路径的基础上,用步骤 2 中得到的新增支路路径加上原有的幸存路径,并计算大小。同样以 $t = 3T$ 时刻为例,假设 $t = 3T$ 时刻的幸存路径为 $s_2^0/s_1^{\pi/2}$,则 $t = 3T$ 时刻总的路径大小为 $s_2^0/s_1^{\pi/2} + s_3^{\pi/2}/s_2^0$ 和 $s_2^\pi/s_1^{\pi/2} + s_3^{\pi/2}/s_2^\pi$,并重新计算二者的大小。

(4) 保存幸存路径。对第(3)步中更新后的路径大小进行比较,保存度量最小的路径,同时删除其余路径。对 $t = kT$ 时刻的每个节点都完成上述操作后,每个节点仅对应一条幸存路径,保存对应的路径度量和幸存路径码元。

(5) 获得解调数据。每过一个码元时间 T 均重复计算前 4 步,直到节点全部搜索结束。然后选出具有最大路径度量的路径,此即为最大似然路径,对应该路径的码元序列 $[x_{n-N}, \dots, x_{n-1}, x_n]$,即为解调数据。

3 解调同步

由于电磁波的远距离传输和物体间的相对运动, 会给接收信号带来一定的时延, 从而造成接收信号码元和本地信号码元错位; 即相位在时间轴上发生了移位, 从而当接收信号与本地信号做匹配相关的时候。由于相位的起始判决时刻对不齐; 同时, 由于接收信号的相位反映调制信息, 所以信号从发送方到接收方途中, 在多普勒频偏的影响下, 接收信号或者是加快了相位的积累或者是减慢了相位的积累, 即相位的大小一定会发生变化。

由于 MSD 判决是基于相位匹配的判决, 而信号相位反映的是调制信息, 所以, 相位的变化会直接导致似然值的大小发生变化, 容易引起判决失误。所以, 下面设计一种适合于 MSD 解调的同步方案并应用到最终仿真解调中, 同步方案中包括载波同步和码同步。

传统载波同步采用的锁相鉴频器, 能够容忍较大的频率漂移; 因此不需要专门的自动频率控制 (AFC) 电路, 而本文的 MSD 算法是采用直接相位路径匹配方法, 不能自动校准收发端之间的载波频差; 传统的码同步技术是从带有噪声的 PCM 随机序列中提取同步信号, 利用上升沿和下降沿的变化来提取码同步信号。然而, 本文 MSD 判决的对象不同于传统的被噪声干扰的解调信号, 而是通过检测似然函数包络来实现解调。因此, 需要结合 MSD 算法过程中固有的特点, 采用基于升降频的载波同步和基于迟早门的码同步两种闭环同步技术, 具体同步流程如图 4 所示。

如图 4 所示, 带有频偏和时延的 PCM/FM 信号首先经过升降频技术得到两路不同的似然值, 根据两路似然值的大小关系进行频偏调整, 当频偏同步时, 再通过迟早门技术得到两路不同的似然值, 并根据两路似然值的大小关系进行时延调整。当载波同步和码同步完成后, 再进行最终的 MSD 判决解调。

4 解调性能

在对 MSD 解调过程进行整体研究的基础上, 下

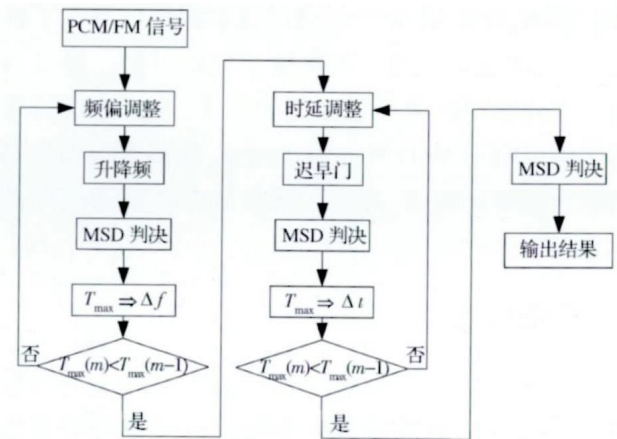


图 4 同步方案流程图

面将在两种不同噪声环境下, 按照遥测标准手册中的参数仿真产生 PCM/FM 遥测信号, 并进行 MSD 解调并统计最终误码率, 然后与传统非相干鉴频法^[4]以及 STFT 法^[5]进行解调性能对比, 结果如图 5 所示。

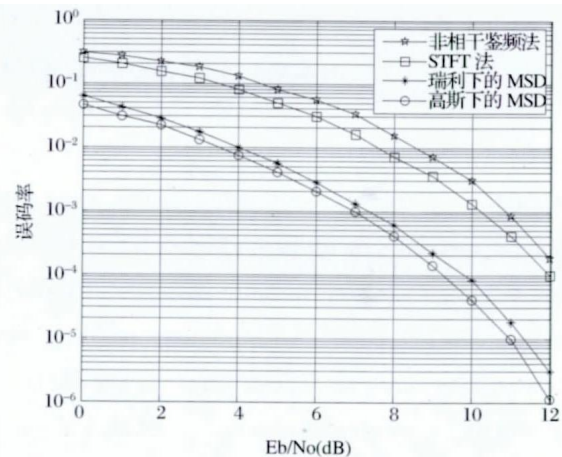


图 5 误码率曲线比较图

由图 5 可以看出, MSD 解调方法的误码率性能要远好于短时傅里叶法 (STFT) 和鉴频法。其中, 再入遥测信道下的 MSD 误码率性能要略差于单纯高斯噪声信道下的 MSD 误码率, 而相比于传统的非相干鉴频法, 再入遥测信道下的 MSD 方法在误码率 10^{-4} 处可以得到约 2.4 dB 的系统增益, 单纯高斯噪声信道下的 MSD 方法在误码率 10^{-4} 处可以得到约 2.8 dB 的系统增益, 均接近理论的 3 dB, 性能比较完美。由于传统的非相干鉴频解调存在约 9 dB 的解调门限, 当输入信噪比低于此值时, 无法完成正

常的解调,而采用 MSD 解调时其解调门限得到了极大扩展,这也为信道译码提供了应用空间。经过与以上两种常用解调方法性能的对比,在改善信道增益方面说明了 MSD 性能的优越性,弥补了再入遥测信道中信噪比较低,乃至突破传统方法解调门限的不足。

5 结束语

根据 PCM/FM 信号相位的特点,利用多符号检测(MSD)方法对连续若干个码元信号进行联合检测,并通过比较与本地信号的积分值大小来实现信号的解调。基于 MATLAB 语言实现整个解调系统,在再入遥测信道下,根据遥测标准手册产生仿真信号并对解调系统进行测试。测试结果表明,该方法

可有效解决再入遥测环境下信噪比突破传统解调方法门限的问题。对再入遥测信号解调具有一定的借鉴意义。

参 考 文 献

- 1 徐兴源,吴有杏. 基于 MSD 技术船载测控设备火箭遥测解调方法研究. 遥测遥控, 2009; 30(5): 64—67
- 2 祈颖松,刘 婕. 采用 MSD 提高遥测灵敏度的方法. 海上靶场学术, 2010; 7: 23—25
- 3 杨鸿文. 无线通信. 北京: 人民邮电出版社, 2007
- 4 刘东华,王元钦,袁嗣杰,等. 基于瞬时测频的 PCM/FM 信号解调方法研究. 系统仿真学报, 2005; 17(10): 2463—2466
- 5 冯春燕. PCM/FM 遥测信号的软件解调. 北京: 装备指挥技术学院硕士学位论文, 2004

Demodulation Soft Research of PCM/FM Signal in Reentry Telemetry Environment

FU Gang, LIN Jian-hua, WU Guang-zhi, KOU Ming-xin, SU Yong-he
(Measurement and Control Broun on the sea of China Satelite, Jiangying 214431, P. R. China)

[Abstract] For reentry telemetry environment remote signal low signal noise ratio (SNR), and traditional demodulation method demodulation higher threshold, combined with PCM/FM signal phase characteristic, based on a symbol detection (MSD) software dissolve adjustment methods: continuous observed several element signal and local signal joint detection. And the corresponding synchronous demodulation algorithm ensure smoothly. Simulation and test results verify the effectiveness of the MSD.

[Key words] reentry telemetry PCM/FM MSD