



(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 109150407 B

(45) 授权公告日 2021.12.17

(21) 申请号 201811116288.3

(22) 申请日 2018.09.25

(65) 同一申请的已公布的文献号
申请公布号 CN 109150407 A

(43) 申请公布日 2019.01.04

(73) 专利权人 中国科学院国家授时中心
地址 710600 陕西省西安市临潼区书院东
路3号

(72) 发明人 康立

(74) 专利代理机构 西安利泽明知识产权代理有
限公司 61222

代理人 贾晓玲

(51) Int. Cl.
H04L 1/00 (2006.01)

(56) 对比文件

CN 105911569 A, 2016.08.31

CN 104570024 A, 2015.04.29

CN 105005057 A, 2015.10.28

CN 101662305 A, 2010.03.03

CN 107656300 A, 2018.02.02

CN 102043158 A, 2011.05.04

CN 106526631 A, 2017.03.22

CN 104065397 A, 2014.09.24

US 2007067073 A1, 2007.03.22

卢晓春等. 卫星导航信号评估系统设计与信
号性能评估. 《时间频率学报》. 2016,
康立. GPS L1 频点授权信号质量评估. 《电
子与信息学报》. 2018, 第40卷(第4期),

审查员 刘华桥

权利要求书2页 说明书7页 附图1页

(54) 发明名称

多路复用信号伪随机码盲估方法、误码纠错
方法及装置

(57) 摘要

本发明公开了一种多路复用信号伪随机码盲估方法、误码纠错方法及装置,其通过使用信号接收装置接收多路复用信号并对其跟踪,通过滤波器滤去其他分量信号,得到基准信号;使用基准信号与该基准信号的相位旋转因子求得该多路复用信号的基带信号;在本地生成参考复信号组,利用该参考复信号组和基带信号建立相关性模型,求得多路复用信号各分量信号的伪随机码符号组合。本发明在对于多路复用信号的随机码解析中,可以根据一个各分量信号的伪随机码信息,有效的解析其他各分量的伪随机码符号组合,从而确保了导航定位的精确性。并且的,本发明的误码纠错方式简单,纠错效率高,解码后的误码率较低。



1. 一种多路复用信号伪随机码盲估方法、误码纠错方法,其特征在于,包括以下步骤:

S1: 使用信号接收装置接收多路复用信号并对其跟踪,通过滤波器滤去其他分量信号,得到基准信号;

S2: 使用基准信号与该基准信号的相位旋转因子求得该多路复用信号的基带信号;

S3: 在本地生成参考复信号组,利用该参考复信号组和基带信号建立相关性模型,求得多路复用信号各分量信号的伪随机码符号组合;

其中,在S1中,得到基准信号的具体步骤如下:

S101: 使用信号接收装置接收多路复用信号并对其跟踪,得到其载波多普勒估计值 \hat{f}_d 和初相位估计值 $\hat{\phi}_0$;

S102: 利用本地载波信号 $e^{j(2\pi(f_c + \hat{f}_d)t + \hat{\phi}_0)}$ 和接收信号相乘并通过滤波器后可得到接收信号:

$$s_{base}(t) = LPF \left\{ \frac{\sqrt{2}}{2} s_{B3}(t) e^{j(2\pi(f_d - \hat{f}_d)t + (\phi_0 - \hat{\phi}_0))} \right\} + \hat{n}(t)$$

由于接收信号信噪比高于30dB,因此载波多普勒估计 $\hat{f}_d = f_d$, 初相位估计值 $\hat{\phi}_0 = \phi_0 + \frac{\pi}{4}$, 因此基准信号如下:

$$s_{base}(t) = s_{B3}(t) e^{-j\frac{\pi}{4}} + \hat{n}(t)$$

其中, $\hat{n}(t)$ 为噪声分量; $s_{B3}(t)$ 为B3的信号;

在S3中,在本地生成参考复信号组,利用该参考复信号组和基带信号建立相关性模型,求得多路复用信号各分量信号的伪随机码符号组合的具体步骤如下:

S201: 在本地生成参考复信号组,经过同样的采样率后该信号组单个码片时间宽度内的表达式为:

$$s_{local}^i(l) = \sum_{l=0}^{N_L-1} e^{j\varphi_i}, i = 1, 2, \dots, 2^n$$

其中, N_L 为单个码片内的采样点数; φ_i 为本地参考信号相位数值; φ_n 为接收信号相位值;

S202: 利用接收信号和本地参考复信号组依次对应相乘可得到两者相关性模型:

$$Corr^i = \sqrt{2} \sum_{l=0}^{N_L-1} e^{j(\varphi_n - \varphi_i)} + \sum_{l=0}^{N_L-1} n(l) (e^{-j\varphi_i}), i = 1, 2, \dots, 2^n$$

取相关函数模型最大值时,对应的本地信号伪随机码符号组合为接收的多路复用信号的分量信号的伪随机码符号组合;

对伪随机码符号组合进行纠错,包括:

首先,通过判断各分量信号中三个相邻的信号伪随机码符号组合是否存在三个符号相

同的情况,判断各分量信号的误码位置;然后通过比较各分量信号相关幅度对应信号伪随机码组合的相邻两个伪随机码组合的符号,快速纠错各分量信号的误码。

2. 一种多路复用信号伪随机码盲估及纠错系统,其特征在于,包括:

信号接收装置,该信号接收装置用于接收多路复用信号;

滤波器,该滤波器的输入端与信号接受装置的输出端相连,接收信号接受装置传输的信号,滤去其他信号,得到基准信号;

解调器,该解调器的输入端与滤波器的输出端相连,接收滤波器传输的基准信号,对基准信号进行解调;

分析处理单元,其输入端与解调器、信号接收装置相连;该分析处理单元对解调器传输的基准信号进行分析运算,得出多路复用信号的基带信号,同时根据本地生成参考复信号组,利用该参考复信号组和基带信号建立相关性模型,求得多路复用信号各分量信号的伪随机码符号组合,根据该伪随机码符号组合对基准信号进行修正;

信号生成装置,其输出端与分析处理单元相连,该信号生成装置接收分析处理单元指令,生成相位调制信号,从而形成参考复信号组;

解码单元,其输入端与分析处理单元相连,该解码单元根据分析处理单元传输的各分量信号的伪随机码符合组合,通过判断各分量信号中三个相邻的信号伪随机码符号组合是否存在三个符号相同的情况,判断各分量信号的误码位置;然后通过比较各分量信号相关幅度对应信号伪随机码组合的相邻两个伪随机码组合的符号,快速纠错各分量信号的误码。

3. 如权利要求2所述的一种多路复用信号伪随机码盲估及纠错系统,其特征在于,所述信号接收装置为北斗GPS双模软件接收机。

多路复用信号伪随机码盲估方法、误码纠错方法及装置

技术领域

[0001] 本发明涉及无线通讯技术领域,尤其涉及一种多路复用信号伪随机码盲估方法、误码纠错方法及装置。

背景技术

[0002] 自2017年11月起,北斗全球组网系统建设进入快车道,截止目前,北斗三号系统已经成功发射8颗北斗三号卫星,组建成最简系统,北斗三号增加了星间链路、全球搜索救援等新功能,播发更优的导航信号。北斗三号在技术体制上全面向前兼容北斗二号,在北斗二号向北斗三号过渡过程中,能够确保老用户无感知,新用户提性能,最终完成技术的新老更替。北斗三号在B1 (1575.42MHz)、B2 (1191.795MHz) 和B3 (1268.52MHz) 频点播发新型导航信号,并于2017年12月和2018年2月在官方网站上发布B1C、B2a及B3I接口控制文件。B3频点信号采用Dual-QPSK调制,该调制方式包含4个信号分量,只有B3I信号提供公开服务。

[0003] 在北斗导航定位系统中,经常用到伪随机码。伪随机码是一种卫星导航系统使用的测距码,其与随机二进制码有类似的自相关(编码随机产生)性质,但是其所使用的编码为已知的、可预测、可重复产生的。其测距方法为:由地面站伪随机码发生器产生一伪随机码符号组合发送至卫星,由卫星接收后转发到地面站,通过相位比较器对比最初发送的伪随机码符合组合,根据相位差来确定延时以至于求得距离。由此可知,对伪随机码的解析以及对接收的伪随机码进行误码纠错是十分重要的。

[0004] 在现有技术中,对于多路复用信号的伪随机码的解析只能针对公共信号(在北斗卫星系统中的民用信号)进行,而对于授权信号(在北斗卫星系统中的军用信号)来说,却不能解析其伪随机码,对其进行跟踪、评估,从而导致不能有效地对授权信号解码,从而导致授权信号误码率高;并且的,信号在通过信道后受其影响会产生误码,现有技术不能有效的检验授权信号的伪随机码是否发生错误。

[0005] 因此,有必要提供一种多路复用信号伪随机码盲估方法、误码纠错方法及装置,已解决现有技术中存在的缺陷。

发明内容

[0006] 为解决上述技术问题,本发明提供一种多路复用信号伪随机码盲估方法、误码纠错方法及装置。

[0007] 本发明提供的一种多路复用信号伪随机码盲估方法、误码纠错方法及装置,采用如下技术方案:

[0008] 一种多路复用信号伪随机码盲估方法,包括以下步骤:

[0009] S1:使用信号接收装置接收多路复用信号并对其跟踪,通过滤波器滤去其他分量信号,得到基准信号;

[0010] S2:使用基准信号与该基准信号的相位旋转因子求得该多路复用信号的基带信号;

[0011] S3:在本地生成参考复信号组,利用该参考复信号组和基带信号建立相关性模型,求得多路复用信号各分量信号的伪随机码符号组合。

[0012] 可选的,在S1中,得到基准信号的具体步骤如下:

[0013] S101:使用信号接收装置接收多路复用信号并对其跟踪,得到其载波多普勒估计值 \hat{f}_d 和初相位估计值 $\hat{\phi}_0$;

[0014] S102:利用本地载波信号 $e^{j(2\pi(f_c + \hat{f}_d)t + \hat{\phi}_0)}$ 和接收信号相乘并通过滤波器后可得到接收信号:

$$[0015] \quad s_{base}(t) = LPF \left\{ \frac{\sqrt{2}}{2} s_{B3}(t) e^{j(2\pi(f_d - \hat{f}_d)t + (\phi_0 - \hat{\phi}_0))} \right\} + \hat{n}(t)$$

[0016] 由于接收信号信噪比高于30dB,因此载波多普勒估计 $\hat{f}_c = f_c$, 初相位估计值 $\hat{\phi}_0 = \phi_0 + \frac{\pi}{4}$, 因此基准信号如下:

$$[0017] \quad s_{base}(t) = s_{B3}(t) e^{-j\frac{\pi}{4}} + \hat{n}(t)$$

[0018] 其中, $\hat{n}(t)$ 为噪声分量。

[0019] 可选的,在S3中,在本地生成参考复信号组,利用该参考复信号组和基带信号建立相关性模型,求得多路复用信号各分量信号的伪随机码符号组合的具体步骤如下:

[0020] S201:在本地生成参考复信号组,经过同样的采样率后该信号组单个码片时间宽度内的表达式为:

$$[0021] \quad s_{local}^i(l) = \sum_{l=0}^{N_L-1} e^{j\varphi_i}, i = 1, 2, \dots, 2^n$$

[0022] 其中, N_L 为单个码片内的采样点数;

[0023] S202:利用接收信号和本地参考复信号组依次对应相乘可得到两者相关性模型:

$$[0024] \quad Corr^i = \sqrt{2} \sum_{l=0}^{N_L-1} e^{j(\varphi_n - \varphi_i)} + \sum_{l=0}^{N_L-1} n(l) (e^{-j\varphi_i}), i = 1, 2, \dots, 2^n$$

[0025] 取相关函数模型最大值时,对应的本地信号伪随机码符号组合为接收的多路复用信号的分量信号的伪随机码符号组合。

[0026] 本发明还公开了一种多路复用信号伪随机的误码纠错方法,包括以下步骤:

[0027] 步骤一:使用上述的多路复用信号伪随机码盲估方法,估算出接收的多路复用信号的分量信号的伪随机码符号组合;

[0028] 步骤二:通过判断各分量信号三个相邻的信号伪随机码符合组合是否存在三个符号相同的伪随机码,来判断各分量信号的误码位置;

[0029] 步骤三:通过比较各分量信号相关幅度对应信号伪随机码组合的相邻两个伪随机码组合的符号,从而快速纠错各分量信号的误码。

- [0030] 本发明还公开了一种多路复用信号伪随机码盲估及纠错系统,包括:
- [0031] 信号接收装置,该信号接收装置用于接收多路复用信号;
- [0032] 滤波器,该滤波器的输入端与信号接收装置的输出端相连,接受信号接收装置传输的信号,滤去其他信号,得到基准信号;
- [0033] 解调器,该解调器的输入端与滤波器的输出端相连,接受滤波器传输的基准信号,对基准信号进行解调;
- [0034] 分析处理单元,其输入端与解调器、信号接收装置相连;该分析处理单元对解调器传输的基准信号进行分析运算,得出多路复用信号的基带信号,同时根据本地生成参考复信号组,利用该参考复信号组和基带信号建立相关性模型,求得多路复用信号各分量信号的伪随机码符号组合,根据该伪随机码符号组合对基准信号进行修正;
- [0035] 信号生成装置,其输出端与分析处理单元相连,该信号生成装置接受分析处理单元指令,生成相位调制信号,从而形成参考复信号组;
- [0036] 解码单元,其输入端与分析处理单元相连,该解码单元根据分析处理单元传输的各分量信号的伪随机码符合组合,采用设定的方式对多路复用信号各分量信号的误码进行纠正解码。解码单元可以为解码器等现有技术中常见的解码装置。
- [0037] 在这里优选的,所述信号接收装置为北斗GPS双模软件接收机。
- [0038] 与相关技术相比,本发明具有如下技术效果:
- [0039] 本发明在对于多路复用信号的随机码解析中,可以根据一个各分量信号的伪随机码信息,有效的解析其他各分量的伪随机码符号组合,从而确保了导航定位的精确性。并且,本发明的误码纠错方式简单,纠错效率高,解码后的误码率较低。

附图说明

- [0040] 图1为本发明的相关幅度数值示意图;
- [0041] 图2为本发明的多路复用信号伪随机码盲估及纠错系统的结构示意图。

具体实施方式

- [0042] 下面将结合附图和实施方式对本发明作进一步说明。
- [0043] 本发明公开了一种多路复用信号伪随机码盲估方法,包括以下步骤:
- [0044] S1:使用信号接收装置接收多路复用信号并对其跟踪,通过滤波器滤去其他分量信号,得到基准信号;
- [0045] S2:使用基准信号与该基准信号的相位旋转因子求得该多路复用信号的基带信号;
- [0046] S3:在本地生成参考复信号组,利用该参考复信号组和基带信号建立相关性模型,求得多路复用信号各分量信号的伪随机码符号组合。
- [0047] 可选的,在S1中,得到基准信号的具体步骤如下:
- [0048] S101:使用信号接收装置接收多路复用信号并对其跟踪,得到其载波多普勒估计值 \hat{f}_d 和初相位估计值 $\hat{\phi}_0$;
- [0049] S102:利用本地载波信号 $e^{j\left(2\pi\left(f_c+\hat{f}_d\right)t+\hat{\phi}_0\right)}$ 和接收信号相乘并通过滤波器后可得到接

收信号：

$$[0050] \quad s_{base}(t) = LPF \left\{ \frac{\sqrt{2}}{2} s_{B3}(t) e^{j \left(2\pi (f_d - \hat{f}_d) t + (\phi_0 - \hat{\phi}_0) \right)} \right\} + \hat{n}(t)$$

[0051] 由于接收信号信噪比高于30dB,因此载波多普勒估计 $\hat{f}_c = f_c$, 初相位估计值 $\hat{\phi}_0 = \phi_0 + \frac{\pi}{4}$, 因此基准信号如下：

$$[0052] \quad s_{base}(t) = s_{B3}(t) e^{-j \frac{\pi}{4}} + \hat{n}(t)$$

[0053] 其中, $\hat{n}(t)$ 为噪声分量。

[0054] 可选的,在S3中,在本地生成参考复信号组,利用该参考复信号组和基带信号建立相关性模型,求得多路复用信号各分量信号的伪随机码符号组合的具体步骤如下：

[0055] S201:在本地生成参考复信号组,经过同样的采样率后该信号组单个码片时间宽度内的表达式为：

$$[0056] \quad s_{local}^i(l) = \sum_{l=0}^{N_L-1} e^{j\varphi_i}, i = 1, 2, \dots, 2^n$$

[0057] 其中, N_L 为单个码片内的采样点数；

[0058] S202:利用接收信号和本地参考复信号组依次对应相乘可得到两者相关性模型：

$$[0059] \quad Corr^i = \sqrt{2} \sum_{l=0}^{N_L-1} e^{j(\varphi_n - \varphi_i)} + \sum_{l=0}^{N_L-1} n(l) (e^{-j\varphi_i}), i = 1, 2, \dots, 2^n$$

[0060] 取相关函数模型最大值时,对应的本地信号伪随机码符号组合为接收的多路复用信号的各分量信号的伪随机码符号组合。

[0061] 作为本发明的一种多路复用信号伪随机码盲估方法的另一变形实施例,在本实施例中,所述多路复用信号为北斗三号卫星的B3频点信号,该信号采用Dual-QPSK调制,该调制方式包含4个信号分量,只有B3I信号提供公开服务,其他分量信号为军用信号,不公开服务。在已公布的北斗系统B3频点信号接口文档中,只能得到B3I信号伪随机码信息,B3Q、B3Ad和B3Ap信号分量伪随机码信息未知,因此如何盲估B3频点各信号分量的伪随机码符号组合是首要待解决的难题。

[0062] 在盲估B3频点其他授权的分量信号伪随机码符号组合的步骤如下：

[0063] S1:使用信号接收装置接收多路复用信号并对其跟踪,通过滤波器滤去其他分量信号,得到基准信号；

[0064] S2:使用基准信号与该基准信号的相位旋转因子求得该多路复用信号的基带信号；

[0065] S3:在本地生成参考复信号组,利用该参考复信号组和基带信号建立相关性模型,求得多路复用信号各分量信号的伪随机码符号组合。

[0066] 其中,在S1中,得到基准信号的具体步骤如下：

[0067] S101:使用信号接收装置接收多路复用信号并对其跟踪,得到其载波多普勒估计值 \dot{f}_d 和初相位估计值 $\hat{\phi}_0$;

[0068] 其具体步骤如下,令 f_c 为载波频率, f_d 为载波多普勒, $n(t)$ 为高斯白噪声, ϕ_0 为信号初相位,那么下行导航信号为:

$$[0069] \quad s_r(t) = \sqrt{2}s_{B3}(t)e^{j(2\pi(f_c+f_d)t+\phi_0)} + n(t)$$

[0070] 利用信号接收装置对B3I信号进行捕获和稳定追踪后,得到其载波多普勒估计值 \dot{f}_d 和初相位估计值 $\hat{\phi}_0$ 。

[0071] S102:利用本地载波信号 $e^{j(2\pi(f_c+\hat{f}_d)t+\hat{\phi}_0)}$ 和接收信号相乘并通过滤波器后可得到接收信号:

$$[0072] \quad s_{base}(t) = LPF \left\{ \frac{\sqrt{2}}{2} s_{B3}(t) e^{j(2\pi(f_d-\hat{f}_d)t+(\phi_0-\hat{\phi}_0))} \right\} + \hat{n}(t)$$

[0073] 噪声信号和本地载波信号不相关,故经过滤波器后的噪声分量 $\hat{n}(t)$ 性能保持不变。

由于接收信号信噪比高于30dB,因此载波多普勒估计 $\dot{f}_c = f_c$,初相位估计值 $\hat{\phi}_0 = \phi_0 + \frac{\pi}{4}$,因此基准信号如下:

$$[0074] \quad s_{base}(t) = s_{B3}(t) e^{-j\frac{\pi}{4}} + \hat{n}(t)$$

[0075] 其中, $\hat{n}(t)$ 为噪声分量。

[0076] 可选的,在S2中,使用基准信号与该基准信号的相位旋转因子求得该多路复用信号的基带信号的具体步骤如下:

[0077] 因B3I信号相位分配值为 $\frac{\pi}{4}$,故基准信号需要乘以相位旋转因子 $e^{j\frac{\pi}{4}}$ 后即可得到基带信号。假设 T_c 为各信号分量的伪随机码码片时间宽度, $\varphi_i, i=1,2,\dots,16$ 为B3合路信号的相位, N 为B3I信号伪随机码周期内信号的码片数, N_L 为单个码片内的采样点数, $n(k)$ 为离散高斯白噪声,那么归一化功率离散B3信号为:

$$[0078] \quad s_{B3}(k) = \sqrt{2} \sum_{k=0}^{N-1} \sum_{l=0}^{N_L-1} e^{j\varphi_i} + n(k)$$

[0079] 在S3中,由S2可知,B3频点四个信号伪随机码符号的组合和合路信号的相位值是一一对应关系,这种对应关系不存在模糊性,假如从接收信号中求解出每个伪随机码周期内合路信号的相位分配值 φ_i ,则可根据伪随机码符号组合和相位值映射关系逆向求解各信号伪随机码符号。

[0080] S201:根据此思路,在软件中生成本地参考复信号组,经过同样的采样率后该信号组单个码片时间宽度内的表达式为:

$$[0081] \quad s_{local}^i(l) = \sum_{l=0}^{N_L-1} e^{j\varphi_i}, i = 1, 2, \dots, 16$$

[0082] 利用接收信号和本地参考复信号组依次对应相乘可得到两者相关函数模型:

$$[0083] \quad Corr^i = \sqrt{2} \sum_{l=0}^{N_L-1} e^{j(\varphi_n - \varphi_i)} + \sum_{l=0}^{N_L-1} n(l) (e^{-j\varphi_i}), i = 1, 2, \dots, 16$$

[0084] 本地参考复信号组包含16种组合, $Corr^i$ 存在16个不同结果, 当本地参考信号相位数值 φ_i 等于接收信号相位值 φ_n 时, 相关函数模型可取得最大值, 对应的本地信号伪随机码符号组合为接收的多路复用信号的各分量信号的伪随机码符号组合。

[0085] 本发明还公开了一种多路复用信号伪随机的误码纠错方法, 包括以下步骤:

[0086] 步骤一: 使用上述的多路复用信号伪随机码盲估方法, 估算出接收的多路复用信号的各分量信号的伪随机码符号组合;

[0087] 步骤二: 通过判断各分量信号三个相邻的信号伪随机码符合组合是否存在三个符号相同的伪随机码, 来判断各分量信号的误码位置;

[0088] 步骤三: 通过比较各分量信号相关幅度对应信号伪随机码组合的相邻两个伪随机码组合的符号, 从而快速纠错各分量信号的误码。

[0089] 作为本发明的多路复用信号伪随机的误码纠错方法的另一变形实施例, 在本实施例中, 所述多路复用信号为北斗三号卫星的B3频点信号。

[0090] 信号受到各类失真后, 伪随机码信号解码时产生的误码是必然的问题, 假如信号误码率较大, 本地参考信号和接收信号的互相关函数可能出现不可预知的失真, 信号跟踪和评估均会受到无法修正的影响, 因而需要充分减小误码率。

[0091] 由于B3I信号为民用信号, 那么该分量信号可以作为信号误码判断的标准, 通过比对B3I信号伪码符号组合, 可标记出信号的误码位置。

[0092] 总体来说, 上述对伪随机码符号组合求解的方法的本质是基于合路信号的相关函数模型来逆向推导各分量信号的伪随机码符号组合, 接收信号信噪比约为40dB, 噪声对伪随机码解析影响可直接忽略, 误码的关键来源是信号的失真程度。

[0093] 如图1所示, 信号的星座点存在“拖尾”现象, 相邻星座点之间的区分度较差, 信号失真导致星座点的误判决, 从而产生误码, 但我们需要注意的是, 误码不一定产生在相邻的星座点之间。假设在图1第k个码片中B3I信号存在误码, 即第7个信号组合被误判为正确的伪码, 此时该组信号的相关幅度值是最大的, 那么, 其他相关幅度和最大相关幅度之间的差值最小对应的信号组合中存在正确的伪随机码组合, 基于此推论, 我们将正确的分量信号组合限定在相邻的两个信号组合中, 即该码片内的信号分量组合可能为第6和第8组。每种信号伪随机码符号组合对应唯一理想信号的相位分配值, 3个相邻的信号伪码符号组合中不存在3个符号相同的B3I伪码, 因此, 我们可以通过简单地判断B3I符号检验出误码位置, 再通过比较相关幅度对应信号伪码组合的相邻的两个伪码组合的B3I符号, 可快速纠正误码。

[0094] 同时的, 本发明还公开了一种多路复用信号伪随机码盲估及纠错系统, 包括:

[0095] 信号接收装置, 该信号接收装置用于接收多路复用信号;

[0096] 滤波器, 该滤波器的输入端与信号接受装置的输出端相连, 接受信号接受装置传

输的信号,滤去其他信号,得到基准信号;

[0097] 解调器,该解调器的输入端与滤波器的输出端相连,接受滤波器传输的基准信号,对基准信号进行解调;

[0098] 分析处理单元,其输入端与解调器、信号接收装置相连;该分析处理单元对解调器传输的基准信号进行分析运算,得出多路复用信号的基带信号,同时根据本地生成参考复信号组,利用该参考复信号组和基带信号建立相关性模型,求得多路复用信号各分量信号的伪随机码符号组合,根据该伪随机码符号组合对基准信号进行修正;

[0099] 信号生成装置,其输出端与分析处理单元相连,该信号生成装置接受分析处理单元指令,生成相位调制信号,从而形成参考复信号组;

[0100] 解码单元,其输入端与分析处理单元相连,该解码单元根据分析处理单元传输的各分量信号的伪随机码符合组合,采用设定的方式对多路复用信号各分量信号的误码进行纠正解码。

[0101] 在这里优选的,所述信号接收装置为北斗GPS双模软件接收机。

[0102] 在这里需要说明的是,本说明书中各个实施例采用递进的方式描述,每个实施例重点说明的都是与其它实施例的不同之处,各个实施例之间相同或相似部分互相参见即可。对于实施例公开的装置而言,由于其与实施例公开的方法相对应,所以描述的比较简单,相关之处参见方法部分说明即可。

[0103] 专业人员还可以进一步意识到,结合本文中所公开的实施例描述的各示例的单元及算法步骤,能够以电子硬件、计算机软件或者二者的结合来实现,为了清楚地说明硬件和软件的可互换性,在上述说明中已经按照功能一般性地描述了各示例的组成及步骤。这些功能究竟以硬件还是软件方式来执行,取决于技术方案的特定应用和设计约束条件。专业技术人员可以对每个特定的应用来使用不同方法来实现所描述的功能,但是这种实现不应认为超出本发明的范围。

[0104] 结合本文中所公开的实施例描述的方法或算法的步骤可以直接用硬件、处理器执行的软件模块,或者二者的结合来实施。软件模块可以置于随机存储器(RAM)、内存、只读存储器(ROM)、电可编程ROM、电可擦除可编程ROM、寄存器、硬盘、可移动磁盘、CD-ROM、或技术领域内所公知的任意其它形式的存储介质中。

[0105] 以上对本发明所提供的完整装配式BIM建筑模型的生成方法及装置进行了详细介绍。本文中应用了具体个例对本发明的原理及实施方式进行了阐述,以上实施例的说明只是用于帮助理解本发明的方法及其核心思想。应当指出,对于本技术领域的普通技术人员来说,在不脱离本发明原理的前提下,还可以对本发明进行若干改进和修饰,这些改进和修饰也落入本发明权利要求的保护范围内。

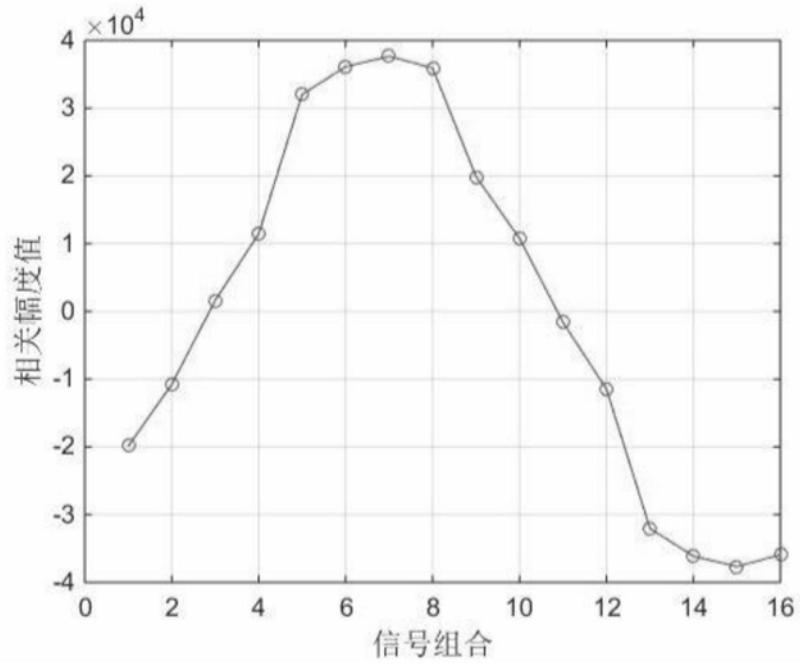


图1

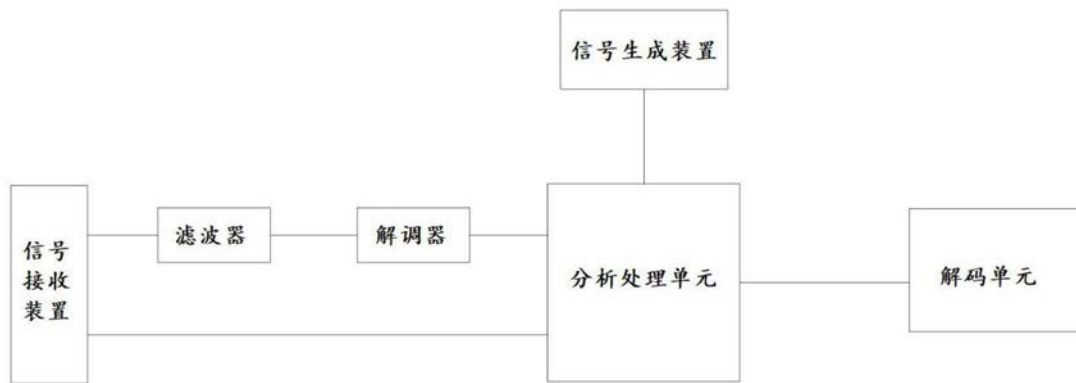


图2