



(12)发明专利

(10)授权公告号 CN 107272026 B

(45)授权公告日 2019.08.09

(21)申请号 201710344840.3

(22)申请日 2017.05.16

(65)同一申请的已公布的文献号
申请公布号 CN 107272026 A

(43)申请公布日 2017.10.20

(73)专利权人 北京空间飞行器总体设计部
地址 100094 北京市海淀区友谊路104号

(72)发明人 赵毅 崔小准 刘崇华 王璐
郝文字 吴振宇 聂欣 李懿
钟兆丰

(74)专利代理机构 中国航天科技专利中心
11009
代理人 张晓飞

(51)Int.Cl.
G01S 19/20(2010.01)

(56)对比文件

- CN 103217578 A, 2013.07.24, 全文.
- CN 101345886 A, 2009.01.14, 全文.
- CN 104104493 A, 2014.10.15, 全文.
- CN 104730975 A, 2015.06.24, 全文.
- IN 200000520 P2, 2016.08.26, 全文.
- US 7203255 B2, 2007.04.10, 全文.
- CN 106226793 A, 2016.12.14, 全文.
- EP 2406901 A1, 2012.01.18, 全文.

审查员 梁策

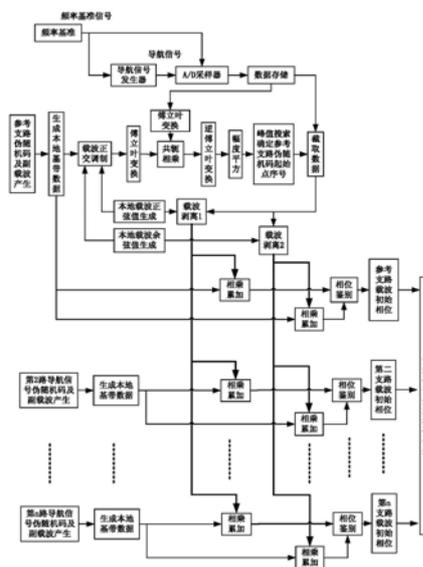
权利要求书2页 说明书5页 附图2页

(54)发明名称

一种导航信号分量相位偏差测试方法

(57)摘要

一种导航信号分量相位偏差测试方法,通过A/D采样器对导航信号发生设备输出的导航信号进行采样,采样器与导航信号发生设备使用同一个频率基准。使用标称的导航信号中心频率和参考支路伪随机码完成采样数据的相关处理,确定采样信号中对应参考支路伪随机码起始点,从该起始点开始,读取长度为1个参考支路伪随机码长度的导航信号数据,并进行载波剥离;然后,各支路导航信号分别用伪随机码生成的本地基带,对两路载波剥离后的导航信号进行相乘累加和相位鉴别,得到各信号支路的载波初相;最后得到导航信号分量相位偏差。



1. 一种导航信号分量相位偏差测试方法,其特征在于步骤如下:

(1) 用A/D采样器对导航信号发生器生成的导航信号采样;

(2) 以同频点多路导航信号中的一个支路作为参考信号,即第1个导航信号支路;任意时刻连续提取长度为 $2T_c$ 的导航信号采样数据;其中 T_c 为参考支路导航信号的伪随机码周期;

(3) 根据采样率 f_s 和导航信号的标称中心频率 f_d ,生成时间长度为 T_c 、初相为0的本地载波正弦波数据 W_s 和初相为0的本地载波余弦波数据 W_c ,其中本地载波频率为 $f_1=f_d$;

(4) 生成一个伪随机码周期的参考支路伪随机码码片作为本地伪随机码基带数据;若参考支路存在副载波,则对参考支路伪随机码进行副载波调制,得到本地伪随机码基带数据;根据采样率 f_s 生成时间长度为 T_c 的参考支路导航信号本地基带样本数据 \bar{D}_R ,样本数据点数为 $L=T_c \times f_s$;

(5) 将本地正弦余弦数据正交参考支路导航信号本地基带样本数据 \bar{D}_R ,然后进行傅立叶变换,与导航信号采样数据的前L个数据的傅立叶变换进行共轭相乘,再逆傅立叶变换,对幅度进行平方处理,求得最大值,最大值所对应的样本点序号定义为参考支路伪随机码的起始点 N_0 ;

(6) 从 N_0 开始,对参考信号的采样数据截取长度为L的数据 \bar{D}_d , \bar{D}_d 与 W_s 相乘,得到载波剥离后的数据 \bar{D}_s , \bar{D}_d 和 W_c 相乘,得到载波剥离后的数据 \bar{D}_c ;

(7) 参考支路导航信号的本地基带样本数据 \bar{D}_R 分别与 \bar{D}_s 和 \bar{D}_c 相乘并累加,得到 A_s 和 A_c ,计算得到参考支路导航信号载波的初始相位为: $\varphi_r = \arctg(A_s/A_c)$;

(8) 计算获得第2个导航信号支路的载波初始相位;具体过程为:假设其伪随机码周期为 T_2 ,则生成一个伪随机码周期的伪随机码基带数据,若该导航信号存在副载波,则对该伪随机码进行副载波调制,得到本地伪随机码基带数据;根据采样率 f_s 生成本地伪随机码基带样本数据;如果第2个导航信号支路的伪随机码周期 T_2 小于等于参考支路伪随机码周期 T_c ,则本地基带样本数据长度为 $L'=T_2 \times f_s$,读取前 L' 个载波剥离后的数据 \bar{D}'_c 和 \bar{D}'_s ,分别用 \bar{D}'_c 和 \bar{D}'_s 表示,本地基带样本数据与 \bar{D}'_c 和 \bar{D}'_s 相乘并累加,得到 A'_s 和 A'_c ;计算第2导航信号载波的初始相位为: $\varphi_2 = \arctg(A'_s/A'_c)$;如果第2路导航信号支路的伪随机码周期 T_2 大于参考支路伪随机码周期 T_c ,则截取本地基带数据的前L个的数据,与分别与 \bar{D}_s 和 \bar{D}_c 相乘并累加,得到 A_s 和 A_c ;计算第2导航信号载波的初始相位为: $\varphi_2 = \arctg(A_s/A_c)$;

(9) 所有同频点的其他导航信号支路,采用与计算第2个导航信号支路的载波初始相位相同的方法,计算各自的载波初始相位;

(10) 以参考支路的载波初始相位为参考,所有其他支路的载波初始相位与参考支路初始相位求差,求差结果再减去信号体制规定的相位差,得到的结果就是导航信号的信号分量相位分量偏差。

2. 根据权利要求1所述的一种导航信号分量相位偏差测试方法,其特征在于:所述步骤

(1) 中A/D采样器采样频率 f_s 高于导航卫星待测试频点导航信号的最高频率两倍以上。

3. 根据权利要求1或2所述的一种导航信号分量相位偏差测试方法,其特征在於:所述步骤(1)中A/D采样器与导航信号发生器的频率参考使用同一个频率基准信号。

4. 根据权利要求3所述的一种导航信号分量相位偏差测试方法,其特征在於:所述步骤(3)中本地载波正弦波数据 W_s 和初相为0的本地载波余弦波数据 W_c 的获取方法为:

$$W_s(i) = \sin\left(\frac{2\pi f_d i}{f_s}\right), i = 1, \dots, L;$$

$$W_c(i) = \cos\left(\frac{2\pi f_d i}{f_s}\right), i = 1, \dots, L。$$

一种导航信号分量相位偏差测试方法

技术领域

[0001] 本发明涉及一种导航信号分量相位偏差测试方法。

背景技术

[0002] 为了提供高精度的卫星导航服务,导航卫星必须提供连续、高精度和高完好性的导航信号,导航信号的质量影响卫星导航系统用户的定位、测距性能,因此,导航卫星在发射前的地面测试中,必须对导航卫星的导航信号进行严格评估,确保卫星在轨后信号质量能满足用户的需求。

[0003] 对于传统的无线电数字载波调制信号,如QPSK、BPSK、GSM等,通常采用商用矢量信号分析仪器,或者采用基于通用仪器和矢量信号分析软件结合的测试系统进行质量评估,但是,现代的卫星导航信号体制中,同一载波频点上往往存在个不同调制方式的信号,不能使用通用的商用矢量信号分析或者矢量信号分析软件进行分析。目前,对导航信号的质量评估均采用高速采样,然后对采样后的数据使用数字信号处理评估信号质量。导航信号分量相位偏差是导航信号质量评估项目中的关键项目。导航信号分量相位偏差是通过对导航信号处理,获取同频点各支路导航信号的载波在同一时刻的初始相位,以其中一路为参考,其他各支路载波初始相位与参考支路初始相位求差来得到,因此,这个项目评估精度取决于各支路载波初相的获取精度。

[0004] 对于导航信号的相位的获取,传统的处理方式基于延迟锁定环的处理结构,这种方式中要求的信号持续时间长,导致微波采样数据庞大,而且这种结构中,利用环路滤波器的输出跟踪载波,理论上总是存在一定的跟踪误差,导致本地载波和实际的信号标称中心频率存在频率差,而且这种结构只能比较准确地分离QPSK信号,对于恒包络多调制方式的现代导航信号,无法分别获取各支路的初始相位相位。论文《数字波形匹配的导航信号载波精密同步方法》(刘崇华、崔小准、王璐等,中国计量学院学报vol25(4),p14~19,2014年12月)中提出一种计算导航信号初始相位的方法,该方法尽管有较高的估计精度,但是载波的相位获取是通过在本地生成不同初相的本地数字波形数据与采样信号进行相关匹配,每次匹配,需要进行一次运算量大的运算,为了提高精度,需要更多的匹配次数,此外,当同一频点的信号支路数目较多时,各支路导航信号之间的交调分量对匹配的峰值造成影响,这种方法是根据本地不同初始相位的数字波形来匹配待分析数据,交调分量导致匹配峰值的畸变,结果会导致获取的载波相位误差变大。

发明内容

[0005] 本发明的技术解决问题是:克服现有技术的不足,提供了一种导航信号分量相位偏差测试方法,实现了导航信号发生器的同频点多支路导航信号的信号分量相位偏差的精密测试。

[0006] 本发明的技术方案是:一种导航信号分量相位偏差测试方法,步骤如下:

[0007] (1) 用高速A/D采样器对导航信号发生器生成的导航信号采样;

[0008] (2) 以同频点多路导航信号中的一个支路作为参考信号,即第1个导航信号之路,设参考支路导航信号的伪随机码周期为 T_c ,任意时刻连续提取长度为 $2T_c$ 的导航信号采样数据;

[0009] (3) 根据采样率 f_s 和导航信号的标称中心频率 f_d ,生成时间长度为 T_c 、初相为0的本地载波正弦波数据 W_s 和初相为0的本地载波余弦波数据 W_c ,其中本地载波频率为 $f_1=f_d$;

[0010] (4) 生成一个伪随机码周期的参考支路伪随机码码片作为本地伪随机码基带数据;若参考支路存在副载波,则对参考支路伪随机码进行副载波调制,得到本地伪随机码基带数据;根据采样率 f_s 生成时间长度为 T_c 的参考支路导航信号本地基带样本数据 \bar{D}_R ,样本数据点数为 $L=T_c \times f_s$;

[0011] (5) 将本地正弦余弦数据正交参考支路导航信号本地基带样本数据 \bar{D}_R ,然后进行傅立叶变换,与导航信号采样数据的前L个数据的傅立叶变换进行共轭相乘,再逆傅立叶变换,对幅度进行平方处理,求出最大值,其对应的样本点序号定义为参考支路伪随机码的起始点 N_0 ;

[0012] (6) 从 N_0 开始,对参考信号的采样数据截取长度为L的数据 \bar{D}_d , \bar{D}_d 与 W_s 相乘,得到载波剥离后的数据 \bar{D}_s , \bar{D}_d 和 W_c 相乘,得到载波剥离后的数据 \bar{D}_c ;

[0013] (7) 参考支路导航信号的本地基带样本数据 \bar{D}_R 分别与 \bar{D}_s 和 \bar{D}_c 相乘并累加,得到 A_s 和 A_c ,计算得到参考质量导航信号载波的初始相位为: $\varphi_r = \arctg(A_s/A_c)$;

[0014] (8) 计算获得第2个导航信号支路的载波初始相位;

[0015] (9) 所有同频点的其他导航信号支路,采用与计算第2个导航信号支路的载波初始相位相同的方法,计算各自的载波初始相位;

[0016] (10) 以参考支路的载波初始相位为参考,所有其他支路的载波初始相位与参考支路初始相位求差,求差结果再减去信号体制规定的相位差,得到的结果就是导航信号的信号分量相位分量偏差。

[0017] 所述步骤(1)中A/D采样器采样频率 f_s 高于导航卫星待测试频点导航信号的最高频率两倍以上。

[0018] 所述步骤(1)中A/D采样器与导航信号发生器的频率参考使用同一个频率基准信号。

[0019] 所述步骤(3)中本地载波正弦波数据 W_s 和初相为0的本地载波余弦波数据 W_c 的获取方法为:

$$[0020] \quad W_s(i) = \sin\left(\frac{2\pi f_d i}{f_s}\right), i = 1, \dots, L;$$

$$[0021] \quad W_c(i) = \cos\left(\frac{2\pi f_d i}{f_s}\right), i = 1, \dots, L。$$

[0022] 所述步骤(8)的具体过程为:假设其伪随机码周期为 T_2 ,则生成一个伪随机码周期的伪随机码基带数据,若该导航信号存在副载波,则对该伪随机码进行副载波调制,得到本地伪随机码基带数据;根据采样率 f_s 生成本地伪随机码基带样本数据;如果第2个导航信号

支路的伪随机码周期 T_2 小于等于参考支路伪随机码周期 T_c ,则本地基带样本数据长度为 $L' = T_2 \times f_s$,读取前 L' 个载波剥离后的数据 \bar{D}_C 和 \bar{D}_S ,分别用 \bar{D}'_C 和 \bar{D}'_S 表示,本地基带样本数据与 \bar{D}'_C 和 \bar{D}'_S 相乘并累加,得到 A'_s 和 A'_c ;计算第2导航信号载波的初始相位为: $\varphi_2 = \arctg(A'_s/A'_c)$;如果第2路导航信号支路的伪随机码周期 T_2 大于参考支路伪随机码周期 T_c ,则截取本地基带数据的前 L 个的数据,与分别与 \bar{D}_S 和 \bar{D}_C 相乘并累加,得到 A_s 和 A_c ;计算第2导航信号载波的初始相位为: $\varphi_2 = \arctg(A_s/A_c)$ 。

[0023] 本发明与现有技术相比的优点在于:

[0024] (1) A/D采样器的采样时钟与导航信号发生器的参考信号使用同一频率基准,在信号处理中本地载波频率直接使用标称频率值,完全消除频率误差的影响。

[0025] (2) 在载波初相计算中,只需要两次对正弦载波剥离和余弦载波剥离后的信号进行相乘累加运算,就可以进行相位鉴别得到载波初相,运算量小,仅需要两个参考支路伪随机周期的数据。

[0026] (3) 本方法采用一个伪随机码周期的数据相乘累加,消除其他支路伪随机码对所取支路的影响,通过反正切来计算载波初始相位,避免了多支路导航信号工作时所形成交调分量对计算结果的影响。

附图说明

[0027] 图1为本发明方法实现原理图;

[0028] 图2导航信号的数字域频谱。

具体实施方式

[0029] 如图1所示,为本发明方法的流程框图。主要步骤如下:

[0030] (1) 用高速A/D采样器导航信号发生器生成的导航信号采样,要求A/D采样器采样频率 f_s 高于导航卫星待测试频点导航信号的最高频率两倍以上;A/D采样器的时钟与导航信号发生器的频率参考使用同一个频率基准信号;假设导航信号中心频率为 $f_d = 1575.42\text{MHz}$,导航信号单边带带宽 16.368MHz ,则待测试频点导航信号的最高频率为 $1575.42 + 16.368 = 1591.788\text{MHz}$,用 $f_s = 5\text{GHz}$ 采样率采样, f_s 高于最高频率两倍以上。采样数据功率谱如图2所示。

[0031] (2) 以同频点的多路导航信号中的一个支路作为参考信号,假设参考支路导航信号的伪随机码周期为 T_c ,任意时刻连续提取长度为 $2T_c$ 的导航信号采样数据,数据个数为 $N = 2 \times T_c \times f_s$ 。假设 $T_c = 1\text{ms}$,则采样读取的导航信号采样数据为 $1e7$ 个。

[0032] (3) 根据采样率 f_s 和导航信号的标称中心频率 f_d ,生成时间长度为 T_c 、初相为0的本地载波正弦波数据 W_s 和初相为0的本地载波余弦波数据 W_c ,其中数据样本点数 $L = T_c \times f_s$,本地载波频率取值为导航信号的标称中心频率;

$$[0033] \quad W_s(i) = \sin\left(\frac{2\pi f_d}{f_s} i\right), i = 1, \dots, L \quad (1)$$

$$[0034] \quad W_c(i) = \cos\left(\frac{2\pi f_d i}{f_s}\right), i = 1, \dots, L \quad (2)$$

[0035] (4) 生成一个伪随机码周期的参考支路伪随机码码片, 如果参考支路有副载波, 则还对伪随机码进行副载波调制, 根据采样率 f_s 生成参考支路导航信号的本地基带样本数据 \bar{D}_R , 数据长度为 $L = T_c \times f_s$ 。这里 $L = 5e6$ 。如果参考信号为 BPSK 调制, 对其伪随机码发生器生成伪随机码生成 L 个样本点数据 BPSK 调制伪随机码基带数据样本:

$$[0036] \quad \bar{D}_R = [d_B(1) \ d_B(2) \ \dots \ d_B(L)] \quad (3)$$

[0037] 式中 $d_B(i)$, $i = 1, \dots, L$, 为 BPSK 调制伪随机码基带数据样本。

[0038] 如果为 BOC 调制, 则首先生成数目为 L 的副载波样本点:

$$[0039] \quad \bar{D}_S = [d_S(1) \ d_S(2) \ \dots \ d_S(L)] \quad (4)$$

[0040] 然后与伪随机码基带数据样本模 2 加, 形成 BOC 调制基带数据。

$$[0041] \quad \bar{D}_R = [d_r(1) \ d_r(2) \ \dots \ d_r(L)] \quad (5)$$

[0042] 式中 $d_r(i) = d_B(i) \oplus d_S(i)$, \oplus 表示模 2 加处理, $i = 1, 2, \dots, N$

[0043] (5) 本地载波的正弦余弦数据对本地基带数据进行载波正交调制。假设本地基带数据为 BOC 调制数据, 于是正交调制后的数据变为:

$$[0044] \quad \bar{D}_M = [d_M(1) \ d_M(2) \ \dots \ d_M(L)] \quad (6)$$

[0045] 式中 $d_M(k) = d_R(k) (W_c(k) + jW_s(k))$ 。

[0046] 正交调制后的数据进行傅立叶变换, 与读取 N 个导航信号采样数据的前 L 个数据的傅立叶变换进行共轭相乘, 再逆傅立叶变换, 并对幅度进行平方处理:

$$[0047] \quad \bar{C}_{RI} = \left| \text{IFFT} \left\{ \text{FFT}(\bar{D}_M) \times \text{FFT}^*(\bar{D}_I) \right\} \right|^2 \quad (7)$$

[0048] 式中 $\text{FFT}()$ 表示对括号中数据进行傅立叶变换, $\text{FFT}^*()$ 表示对数据进行傅立叶变换后并进行共轭处理, $\text{IFFT}()$ 表示对括号中数据进行逆傅立叶变换。 \bar{D}_I 为读取 N 个导航信号采样数据的前 L 个数据。

[0049] 对平方后的幅度搜索最大值, 其对应的样本点序号则为导航信号中对应参考支路伪随机码的起始点 N_0 。

[0050] (6) 从 N_0 开始, 从导航信号的采样数据截取长度为 L 的数据 \bar{D}_d 。

$$[0051] \quad \bar{D}_d = [d_d(1) \ d_d(2) \ \dots \ d_d(L)] \quad (8)$$

[0052] \bar{D}_d 与初相为 0 的本地正弦数据 W_s 相乘, 得到载波剥离后的数据 \bar{D}_S , \bar{D}_d 和初相为 0 的本地余弦数据 W_c 相乘, 得到载波剥离后的数据 \bar{D}_C 。

$$[0053] \quad \bar{D}_S = [d_S(1) \ d_S(2) \ \dots \ d_S(L)] \quad (9)$$

$$[0054] \quad \bar{D}_C = [d_C(1) \ d_C(2) \ \dots \ d_C(L)] \quad (10)$$

[0055] 式中 $d_S(k) = d_d(k) \times W_c(k)$, $d_C(k) = d_d(k) \times W_s(k)$

[0056] (7) 参考支路导航信号的本地基带样本数据 \bar{D}_R 分别与 \bar{D}_S 和 \bar{D}_C 相乘并累加, 得到 A_S 和 A_C , 计算参考质量导航信号载波的初始相位为: $\varphi_r = \arctg(A_S/A_C)$

[0057] (8) 进行第2个导航信号支路的载波初始相位计算。

[0058] 假设其伪随机码周期为 T_2 , 则生成一个伪随机码周期的伪随机码基带数据, 如果该导航信号存在副载波, 则继续对该伪随机码进行副载波调制, 从而得到本地伪随机码基带数据。根据采样率 f_s 生成本地伪随机码基带样本数据。如果第2个导航信号支路的伪随机码周期小于参考支路伪随机码周期 T_c , 这时本地基带样本数据长度为 $L' = T_2 \times f_s$, 载波剥离后的数据 \bar{D}_C 和 \bar{D}_S 读取前 L' 个, 分别用 \bar{D}'_C 和 \bar{D}'_S 表示, 本地基带样本数据与 \bar{D}'_C 和 \bar{D}'_S 相乘并累加, 得到 A'_S 和 A'_C ; 计算第2导航信号载波的初始相位为:

$$[0059] \quad \varphi_2 = \arctg(A'_S/A'_C) \quad (11)$$

[0060] 如果第2路导航信号支路的伪随机码周期大于参考支路伪随机码周期 T_c , 则截取本地基带数据的前 L 个的数据, 与分别与 \bar{D}_S 和 \bar{D}_C 相乘并累加, 得到 A_S 和 A_C ; 计算第2导航信号载波的初始相位为:

$$[0061] \quad \varphi_2 = \arctg(A_S/A_C) \quad (12)$$

[0062] (9) 所有同频点的其他导航信号支路, 采用第(8)步骤相同的方法, 计算各自的载波初始相位。

[0063] (10) 以参考支路的载波初始相位为参考, 所有其他支路的载波初始相位与参考支路初始相位求差, 求差的结果再减去导航信号体制规定的相位差, 最后得到的结果就是导航信号的信号分量相位分量偏差。

[0064] 假设导航信号体制中规定第2条导航信号支路与参考支路的载波相位差为 $\pi/2$, 则第2条导航信号支路的信号分量相位分量偏差为:

$$[0065] \quad \Delta\varphi_2 = \varphi_2 - \varphi_r - \pi/2 \quad (13)$$

[0066] 本发明说明书中未作详细描述的内容属本领域技术人员的公知技术。

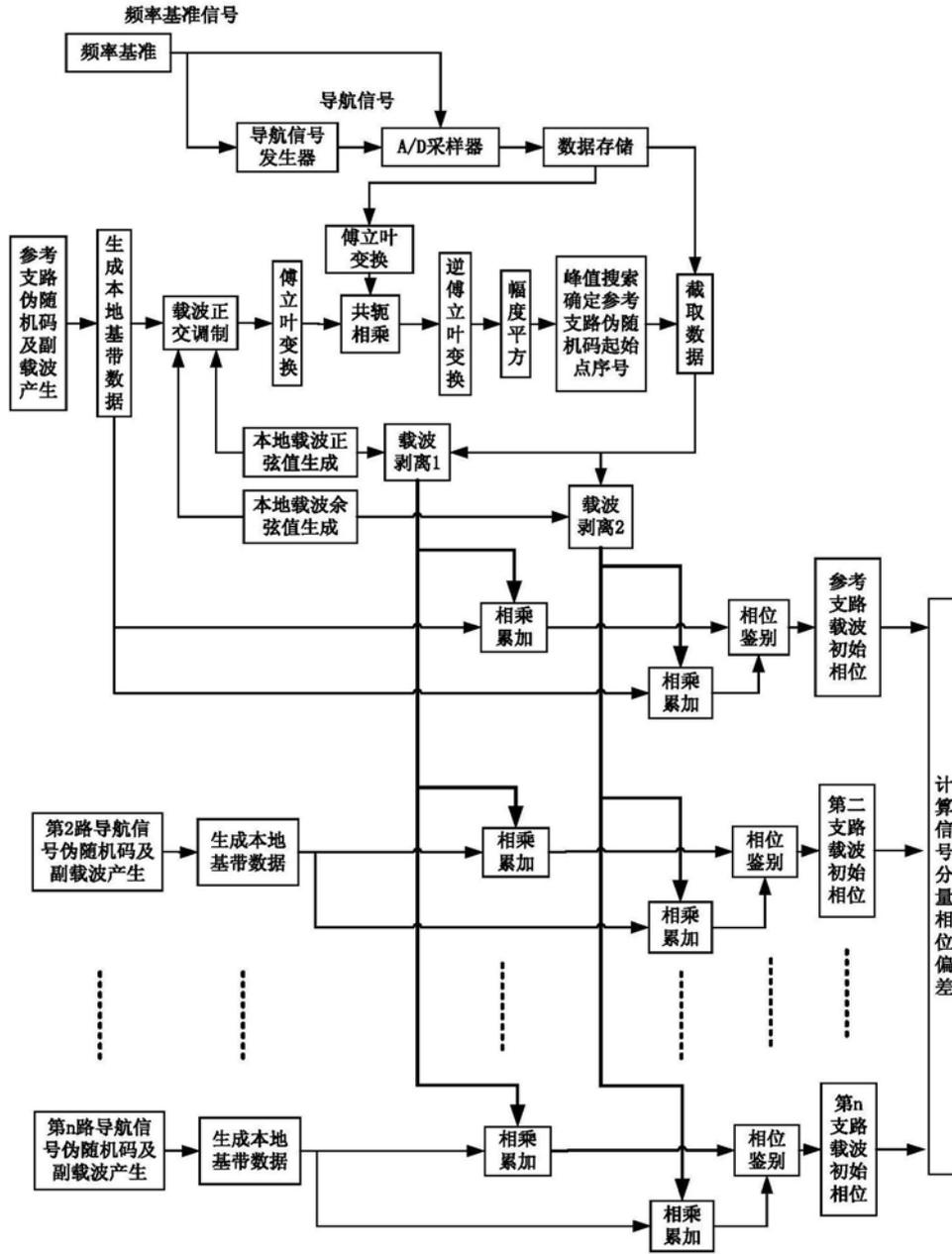


图1

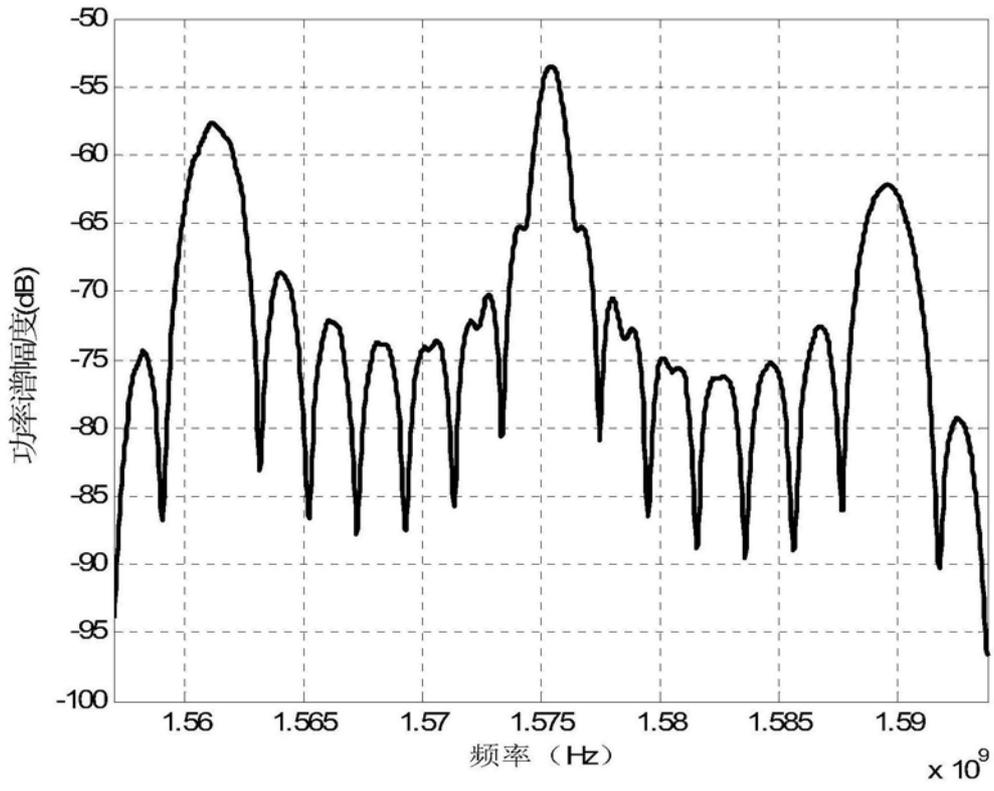


图2