



(12)发明专利

(10)授权公告号 CN 107682293 B

(45)授权公告日 2020.08.14

(21)申请号 201710851563.5

(22)申请日 2017.09.20

(65)同一申请的已公布的文献号
申请公布号 CN 107682293 A

(43)申请公布日 2018.02.09

(73)专利权人 西安空间无线电技术研究所
地址 710100 陕西省西安市长安区西街150号

(72)发明人 赵鸿 李静澜 余晓川 孙重磊

(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.

H04L 27/227(2006.01)

H04L 27/00(2006.01)

(56)对比文件

CN 102801673 A,2012.11.28,

EP 0703680 A3,1999.06.30,

Anastasia Semenova.Feedforward

Carrier Estimation Method for BPSK with Large Doppler Shift.《2014 X International Symposium on Telecommunications (BIHTEL)》.2014,

刘颖,葛临东.QAM 载波频偏估计的非线性变换分析.《信息工程大学学报》.2006,第7卷(第3期),271-273.

审查员 李旭佳

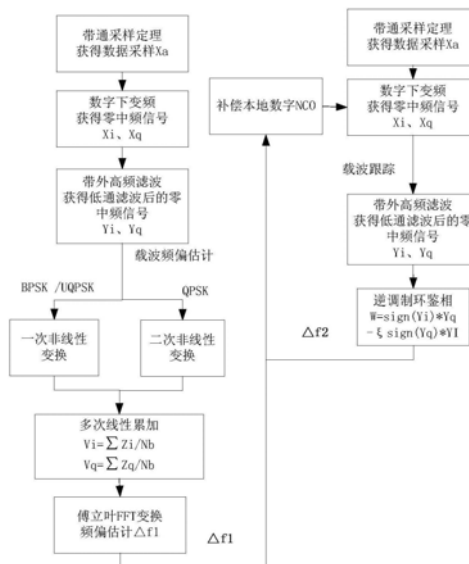
权利要求书2页 说明书5页 附图1页

(54)发明名称

一种基于非线性变换的调相信号频偏估计及跟踪方法

(57)摘要

本发明涉及一种基于非线性变换的调相信号频偏估计及跟踪方法,通过二相BPSK、四相平衡QPSK和非平衡四相UQPSK调制信号的理论分析,首次提出了利用一次或二次非线性变换,得到了去除符号影响的射频单载波信号,为傅立叶FFT频谱分析,实现快速、准确地载波频偏估计创造了先决条件。与现有卫星技术中对调相信号直接进行FFT频谱分析等措施相比,本发明解决了包络谱峰值点分散,频偏估计误差大等技术缺点,大大提高了调相信号频偏估计及跟踪的准确性和实时性,在实现卫星不同链路调相信号的载波频偏估计及跟踪方面有着广阔的应用前景。



1. 一种基于非线性变换的调相信号频偏估计及跟踪方法,其特征在于步骤如下:

(1) 进行中频调相信号的带通数据采样,当采样频率 f_s 满足阈值范围时,记录此时采样频率 f_s 对应的采样信号 X_a ;

(2) 利用数控振荡器NCO将采样频率 f_s 划分为2路正交的本地载波信号,分别和采样信号 X_a 乘积混频后,形成数字下变频后的零中频信号,即 X_i 和 X_q ;

(3) 滤除零中频信号 X_i 和 X_q 所含带外系统时钟、谐波高阶的频率分量,形成低通滤波后的零中频信号,即 Y_i 和 Y_q ;

(4) 根据调制信号的类型,对低通滤波后的零中频信号 Y_i 和 Y_q 进行非线性变换,得到非线性变换后的信号 Z_i 和 Z_q ;

(5) 对非线性变换后信号 Z_i 和 Z_q 进行 N_b 次累加求和,得到FFT频偏估计用零中频信号,即 $V_i = \sum Z_i / N_b$ 和 $V_q = \sum Z_q / N_b$;

(6) 对多次累加后得到的信号 V_i 和 V_q 进行傅立叶FFT频谱分析,得到频率峰值最大点 M_{max} ,则载波频偏估计值 $\Delta f_1 = M_{max} * \Delta f_m$,其中 Δf_m 为频率分辨率,利用载波频偏估计值 Δf_1 对数控振荡器NCO进行补偿和校正;

(7) 利用 Δf_1 补偿和校正后的数控振荡器NCO重复步骤(1)至(3)得到低通滤波后的零中频信号 Y_i 和 Y_q ,对其进行逆调制环完成信号的载波鉴相,得到载波鉴相结果 W ;

(8) 将载波鉴相结果 W 通过低通滤波器后得到基于逆判决的相位差估计值 Δf_2 ,直接补偿至数控振荡器NCO;利用相位差估计值 Δf_2 补偿和校正后的数控振荡器NCO重复步骤(7)至(8)直至数控振荡器NCO输出的两路正交的本地载波信号和输入信号 X_a 达到同频同相;

所述步骤(4)非线性变换的具体过程为:若为两相BPSK调制信号或者非平衡四相UQPSK调制信号,则对低通滤波后的零中频信号 Y_i 和 Y_q 进行一次非线性变换,得到非线性变换后的信号 Z_i 和 Z_q ;若为平衡四相QPSK调制信号,则对低通滤波后的零中频信号 Y_i 和 Y_q 进行二次非线性变换,得到非线性变换后的信号 Z_i 和 Z_q ;

所述一次非线性变换的具体公式为:

$$\begin{cases} Z_i = 2 * Y_i \bullet Y_q \\ Z_q = Y_q^2 - Y_i^2 ; \end{cases}$$

所述二次非线性变换的具体公式为:

$$\begin{cases} Z_i = 2 * (2 * Y_i \bullet Y_q) \bullet (Y_q^2 - Y_i^2) \\ Z_q = (Y_q^2 - Y_i^2)^2 - (2 * Y_i \bullet Y_q)^2 ; \end{cases}$$

步骤(5)中所述 N_b 为正整数且满足使得降速后的采样频率 f_g 不小于2倍的载波多普勒频偏。

2. 根据权利要求1所述的一种基于非线性变换的调相信号频偏估计及跟踪方法,其特征在于:所述步骤(1)中采样频率 f_s 满足阈值范围使用奈奎斯特带通采样定理确定。

3. 根据权利要求2所述的一种基于非线性变换的调相信号频偏估计及跟踪方法,其特征在于使用奈奎斯特带通采样定理的具体方法为:

$$\frac{2f_H}{N_c} \leq f_s \leq \frac{2f_L}{N_c - 1}$$

其中 N_c 为满足上式且满足 $f_s > 2 * (f_H - f_L)$ 的最大正整数, f_c 为中频载波频率, f_b 为基带调制符号速率,频率带限信号 X 频率限制在 (f_L, f_H) 范围内, f_L 为左边带频率点, $f_L = f_c - f_b$, f_H 为右边带频率点, $f_H = f_c + f_b$ 。

4. 根据权利要求1所述的一种基于非线性变换的调相信号频偏估计及跟踪方法,其特征在于步骤(6)中所述频率分辨率 $\Delta f_m = f_g / N_f$,且 Δf_m 小于跟踪环路带宽 B ,采样频率 f_s 与FFT点数 N_f 乘积小于系统捕获时间 T_0 ;降速后的采样频率 $f_g = f_s / N_b$ 。

5. 根据权利要求1所述的一种基于非线性变换的调相信号频偏估计及跟踪方法,其特征在于所述步骤(7)中计算载波鉴相结果 W 的具体公式为:

二相BPSK: $W = \text{Sign}(Y_i) * Y_q / \text{Sqrt}(Y_i^2 + Y_q^2)$;

平衡四相QPSK: $W = \text{Sign}(Y_i) * Y_q - \text{Sign}(Y_q) * Y_i / \text{Sqrt}(Y_i^2 + Y_q^2)$;

非平衡四相UQPSK: $W = \text{Sign}(Y_i) * Y_q - \xi * \text{Sign}(Y_q) * Y_i / \text{Sqrt}(Y_i^2 + Y_q^2)$;

其中 ξ 为测距/数传功率比。

一种基于非线性变换的调相信号频偏估计及跟踪方法

技术领域

[0001] 本发明属于卫星测控与通信技术领域,涉及一种针对调相信号的基于非线性变换的载波频偏估计及跟踪方法。

背景技术

[0002] 在卫星测控和通信过程中,调相信号一般分为两相BPSK调制、功率平衡四相QPSK调制、功率非平衡四相UQPSK调制等等。

[0003] 针对两相BPSK和平衡四相QPSK,目前大多采取直接FFT频谱分析方法,实现射频载波的捕获过程。因载波调相后包络频谱呈开口向下的“抛物线”特性,包络谱峰值点分散(较平坦频谱顶部)使得很难通过查找谱线最大值方法完成准确地载波频偏估计,频偏估计误差大。

[0004] 同时,直接FFT频谱分析针对的是去调制符号前宽带包络谱,奈奎斯特带通采样定理决定了采样频率 f_s 必须不小于2倍的符号速率 f_b 。较高的采样频率决定了FFT频谱分析的信噪比较低,捕获精度差。

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,提出了一种基于一次或多次非线性变换的调相信号载波频偏最佳估计方案,通过非线性变换达到去符号的目的,使得包络谱变为单载波信号,然后通过直接FFT谱分析即可满足快速、准确地载波频偏估计及跟踪的型号需求。

[0006] 本发明的技术解决方案是:

[0007] 一种基于非线性变换的调相信号频偏估计及跟踪方法,步骤如下:

[0008] (1)进行中频调相信号的带通数据采样,当采样频率 f_s 满足阈值范围时,记录此时采样频率 f_s 对应的采样信号 X_a ;

[0009] (2)利用数控振荡器NCO将采样频率 f_s 划分为2路正交的本地载波信号,分别和采样信号 X_a 乘积混频后,形成数字下变频后的零中频信号,即 X_i 和 X_q ;

[0010] (3)滤除零中频信号 X_i 和 X_q 所含带外系统时钟、谐波高阶的频率分量,形成低通滤波后的零中频信号,即 Y_i 和 Y_q ;

[0011] (4)判断调制信号的类型,若为两相BPSK调制信号和非平衡四相UQPSK调制信号,则对低通滤波后的零中频信号 Y_i 和 Y_q 进行一次非线性变换,得到非线性变换后的信号 Z_i 和 Z_q ;若为平衡四相QPSK调制信号,则对低通滤波后的零中频信号 Y_i 和 Y_q 进行二次非线性变换,得到非线性变换后的信号 Z_i 和 Z_q ;

[0012] 所述一次非线性变换的具体公式为:

$$[0013] \begin{cases} Z_i = 2 * Y_i \bullet Y_q \\ Z_q = Y_q^2 - Y_i^2 ; \end{cases}$$

[0014] 所述二次非线性变换的具体公式为：

$$[0015] \begin{cases} Z_i = 2 * (2 * Y_i * Y_q) * (Y_q^2 - Y_i^2) \\ Z_q = (Y_q^2 - Y_i^2)^2 - (2 * Y_i * Y_q)^2 ; \end{cases}$$

[0016] (5) 对非线性变换后信号 Z_i 和 Z_q 进行 N_b 次累加求和,得到FFT频偏估计用零中频信号,即 $V_i = \sum Z_i / N_b$ 和 $V_q = \sum Z_q / N_b$,降速后的采样频率降至 $f_g = f_s / N_b$; N_b 为正整数且满足使得降速后的采样频率 f_g 不小于2倍的载波多普勒频偏;

[0017] (6) 对多次累加后得到的信号 V_i 和 V_q 进行傅立叶FFT频谱分析,得到频率峰值最大点 M_{max} ,则载波频偏估计值 $\Delta f_1 = M_{max} * \Delta f_m$,其中频率分辨率 $\Delta f_m = f_g / N_f$,且 Δf_m 小于跟踪环路带宽 B ,采样频率 f_s 与FFT点数 N_f 乘积小于系统捕获时间 T_0 。利用载波频偏估计值 Δf_1 对数控振荡器NCO进行补偿和校正;

[0018] (7) 利用 Δf_1 补偿和校正后的数控振荡器NCO重复步骤(1)至(3)得到低通滤波后的零中频信号 Y_i 和 Y_q ,对其进行逆调制环完成信号的载波鉴相,得到载波鉴相结果 W ,具体公式为:

[0019] 二相BPSK: $W = \text{Sign}(Y_i) * Y_q / \text{Sqrt}(Y_i^2 + Y_q^2)$;

[0020] 平衡四相QPSK: $W = \text{Sign}(Y_i) * Y_q - \text{Sign}(Y_q) * Y_i / \text{Sqrt}(Y_i^2 + Y_q^2)$;

[0021] 非平衡四相UQPSK: $W = \text{Sign}(Y_i) * Y_q - \xi * \text{Sign}(Y_q) * Y_i / \text{Sqrt}(Y_i^2 + Y_q^2)$;

[0022] 其中 ξ 为测距/数传功率比;

[0023] (8) 将载波鉴相结果 W 通过低通滤波器后得到基于逆判决的相位差估计值 Δf_2 ,直接补偿至数控振荡器NCO;利用相位差估计值 Δf_2 补偿和校正后的数控振荡器NCO重复步骤(7)至(8)直至数控振荡器NCO输出的两路正交的本地载波信号和输入信号 X_a 达到同频同相。

[0024] 所述步骤(1)中采样频率 f_s 满足阈值范围在实信号采样的情况下确定方法为:

$$[0025] \frac{2 f_H}{N_c} \leq f_s \leq \frac{2 f_L}{N_c - 1}$$

[0026] 其中 N_c 为满足上式且满足 $f_s > 2 * (f_H - f_L)$ 的最大正整数, f_c 为中频载波频率, f_b 为基带调制符号速率,频率带限信号 X 频率限制在 (f_L, f_H) 范围内, f_L 为左边带频率点, $f_L = f_c - f_b$, f_H 为右边带频率点, $f_H = f_c + f_b$ 。

[0027] 本发明与现有技术相比的有益效果是:

[0028] 1)、针对调制信号进行一次或两次非线性变换使得宽带调制包络谱变为单载波,峰值明显,频偏估计及跟踪误差小。

[0029] 2)、经非线性变换后的单载波采样信号不受基带调制符号速率的限制,可通过多次累加方式进一步提高输入信号的信噪比,谱线清晰,频偏估计及跟踪精度高。

[0030] 3)、基于平衡四相调制的逆判决反馈环的载波鉴相公式,提出了采取功率因子进行补偿的逆判决反馈环修正算法,首次解决了非平衡四相UQPSK调制的载波跟踪问题。

附图说明

[0031] 图1为本发明涉及原理框图;

[0032] 图2为本发明的流程图。

具体实施方式

[0033] 下面结合附图对本发明的具体实施方式进行进一步的详细描述。

[0034] 本发明的原理框图如图1所示,频偏估计方法由数字下变频、低通滤波器、非线性变换、FFT频谱分析、NCO补偿与闭环、载波鉴相等模块组成。其中A为输入信号幅度,I和Q为输入信号的调制基带数据,A0为本地产生的两路正交信号的幅度, ω_i 和 ω_0 分别是输入信号和本地载波的角频率。

[0035] 本发明提出的一种基于非线性变换的调相信号频偏估计方法,计算流程如图2所示,实施步骤如下:

[0036] (1) 根据中频载波频率 f_c (42Mhz)、基带调制符号速率 f_b (I路长码3.069Mcps,Q路高速数传5Mbps),利用奈奎斯特带通采样定理,结合系统时钟 f_0 (36Mhz),确定AD采样频率 f_s (36Mhz),并完成中频调相信号的带通数据采样,得到采样信号 X_a ;

[0037] (2) 采样频率 f_s 利用数控振荡器NCO产生2路正交的本地载波信号,和采样信号 X_a 乘积混频后,形成数字下变频后的零中频信号,即 X_i 和 X_q ;

[0038] 所述数控振荡器NCO是指根据各个相位角度 θ 计算相应的正弦值和余弦值,并以相位角度 θ 作为地址存储各相位的正弦和余弦样本,其中本振信号频率 f_n (6Mhz)用相位步进控制字 K_a 实现,满足以下公式: $f_n = K_a * f_s / 2^{N_a}$,数控振荡器的相位累加宽度为 N_a (32位)。

[0039] (3) 利用低通滤波器,滤除零中频信号 X_i 和 X_q 所含带外系统时钟、谐波高阶的频率分量,形成低通滤波后的零中频信号,即 Y_i 和 Y_q ;

[0040] 经过步骤(1)~(3),星上设备实现带通采样、数字下变频和低通滤波等,为载波频偏估计和相位跟踪完成了前端信号调理。

[0041] (4) 进行载波频偏估计。若背景型号为两相BPSK和非平衡四相UQPSK调制信号,对低通滤波后的零中频信号进行一次非线性变换,得到一次非线性变换信号 Z_i 和 Z_q ;若平衡四相QPSK调制信号,则对低通滤波后的零中频信号进行两次非线性变换,得到二次非线性变换信号 Z_i 和 Z_q 。经非线性变换后,宽带调制包络谱变为射频“单载波”信号,或“单载波+IQ调制谱”信号,信号峰值明显;

[0042] 所述非线性变换是指对低通滤波后的零中频信号 Y_i 和 Y_q ,进行乘积或平方等运算,即得到 Z_i 和 Z_q ,区别于加减线性运算,称之为非线性变换:

$$[0043] \quad \begin{cases} Z_i = 2 * Y_i \bullet Y_q \\ Z_q = Y_q^2 - Y_i^2 \end{cases}$$

[0044] 此公式运算几次,即为几次非线性变换,也就是说上述公式应用两次即为二次非线性变换。本背景型号由于是非平衡四相UQPSK调制,进行一次非线性变换,变换后信号特征呈现“单载波+IQ调制谱”特性。

[0045] (5) 为了提高信噪比,降低采样速率,对非线性变换后信号 Z_i 和 Z_q 进行 N_b 次 ($N_b = 16$) 累加求和,其中 N_b 为正整数且须满足使得降速后的采样频率 f_g 不小于2倍的载波多普勒频偏,得到FFT频偏估计用零中频信号,即 $V_i = \sum Z_i / N_b$ 和 $V_q = \sum Z_q / N_b$,降速后的采样频率降至 $f_g = f_s / N_b$ (2.25Mhz),大于2倍的载波多普勒频偏 ($\pm 800\text{Khz}$) 的技术要求;

[0046] (6) 对多次累加后 $V_i/$ 和 V_q 信号进行傅立叶FFT频谱分析得到频率峰值最大点 M_{max} ,则载波频偏估计值 $\Delta f_1 = M_{max} * \Delta f_m$;

[0047] 所述FFT频谱分析需综合考虑降速后的采样频率 f_g (2.25Mhz)、FFT点数 N_f (2048)、系统捕获时间 T_0 和跟踪环路带宽 B (3K~5Khz)等诸多因素,频率分辨率($\Delta f_m = f_g / N_f = 1.098Khz$)需小于跟踪环路带宽 B ,采样频率 f_s 与点数 N_f 乘积需小于系统捕获时间 T_0 等;

$$[0048] \quad \text{即} \begin{cases} f_s * N_f < T_0 \\ \Delta f_m < B \end{cases}$$

[0049] 经过步骤(4)~(6),经过非线性变换和多次累加,调制谱变为单载波谱线且信噪比变高,对其直接进行傅立叶FFT频谱分析,实现了基于非线性变换的载波频偏估计。

[0050] 计算所得 Δf_1 对数控振荡器NCO进行补偿和校正,使得数控振荡器NCO输出的2路正交的本地载波信号和输入信号 X_a 的频差小于频率分辨率 Δf_m ,具备了载波跟踪的前期条件。

[0051] (7) 进行载波跟踪,利用 Δf_1 补偿和校正后的数控振荡器NCO重复步骤(1)-(3)得到低通滤波后的零中频信号 Y_i 和 Y_q ,利用逆调制环完成信号的载波鉴相,针对调相信号特征不同,具体可以划分为以下三类:

[0052] 二相BPSK: $W = \text{Sign}(Y_i) * Y_q / \text{Sqrt}(Y_i^2 + Y_q^2)$;

[0053] 平衡四相QPSK: $W = \text{Sign}(Y_i) * Y_q - \text{Sign}(Y_q) * Y_i / \text{Sqrt}(Y_i^2 + Y_q^2)$;

[0054] 非平衡四相UQPSK: $W = \text{Sign}(Y_i) * Y_q - \xi * \text{Sign}(Y_q) * Y_i / \text{Sqrt}(Y_i^2 + Y_q^2)$;

[0055] 其中 ξ 为测距/数传功率比;

[0056] (8) 载波鉴相结果 W 消除了功率和调制符号的影响,仅含本地和输入信号的相位差, W 通过低通滤波器后得到基于逆判决的相位差精确估计值 Δf_2 ,直接补偿至数控振荡器NCO,系统闭环形成相位的负反馈系统,即载波跟踪使得本地和输入信号达到了同频同相的基本特征,为后续位同步鉴定了技术基础。

[0057] 所述奈奎斯特带通采样定理,具体为:

[0058] 设中频调制信号为一个频率带限信号 X ,它的频率限制在(f_L, f_H)范围内, f_L 为左边带频率点($f_L = f_c - f_b = 37Mhz$), f_H 为右边带频率点($f_H = f_c + f_b = 47Mhz$),在实信号采样的情况下,要求采样频率 f_s 能满足如下条件:

$$[0059] \quad \frac{2f_H}{N_c} \leq f_s \leq \frac{2f_L}{N_c - 1}$$

[0060] 其中, N_c 为满足上式且满足 $f_s > 2 * (f_H - f_L)$ 的最大正整数3,则采样频率取值: $31.3Mhz \leq f_s \leq 37Mhz$ 。因此,背景型号选用采样频率 f_s (36Mhz)进行等间隔采样所得到的信号值 X_a 就能准确的、惟一的确定原始信号 X 。

[0061] 所述低通滤波器,具体为:带通采样时,由于AD采样等效于一个混频器,采样后的输出频率:

$$[0062] \quad f_x = m f_c - n f_s \quad m = \pm 1, n = \pm 1, \pm 2, \dots$$

[0063] 其中, f_x 为AD采样信号 X_a 的频谱谱线,包含了丰富的高阶谐波分量,需在零中频信号 X_i 和 X_q 后接一个低通滤波器,滤除带外高频谐波分量的影响。

[0064] 低通滤波器具备线性相位且呈低通特性,通带频率 $F_{pass} \geq (f_H - f_L) / 2$,阻带频率 $F_{stop} \geq F_{pass} + (2 \sim 3) \text{ Mhz}$,通带起伏 $A_{pass} \leq 0.5 \text{ dB}$,阻带衰减 $A_{pass} \geq 40 \text{ dB}$,滤波器阶数 ≤ 25 。

[0065] 在背景型号中,天基Ka波段测控数传终端由时钟参考源、无源滤波、收发通道、基带处理及电源模块等组成,用于建立与中继星之间可靠和稳定的遥测、遥控、测距和高速数传链路。

[0066] 其返向链路具备两种工作模式:低速遥测和高速数传。低速遥测模式是指返向转发前向测距长码,同时调制低速遥测信号40Kbps,调制方式PCM-DS-BPSK。高速数传模式是指I支路调制转发前向测距长码3.069Mcps,Q支路直接调制高速数传5Mbps,调制方式PCM-DS-UQPSK,测距/数传功率比1:4。

[0067] 在返向高速数传模式,I/Q支路功率不平衡、符号速率不相等。在实现遥测和数传的基带解调过程中,快速地、准确地实现多普勒频偏估计是一项技术难点,解算结果延迟小、计算准确可靠等是其基本要求。

[0068] 本发明与现有卫星技术中对调相信号直接进行FFT频谱分析等措施相比,解决了包络谱峰值点分散,频偏估计误差大等技术缺点,满足了调相信号频偏估计方法有效和可靠的任务需求。在实现卫星不同链路调相信号的载波频偏估计方面有着广阔的应用前景。

[0069] 本发明目前在已发射型号卫星上使用该方法,经整星性能测试和地面站无线对接,利用该方法实现的调相信号频偏估计误差由于1Khz级,捕获时间优于1秒,远优于系统要求5秒技术指标。

[0070] 单机设备遥控、遥测、外测和高速数传等链路的功能正常、性能良好,充分验证了该方法的有效性和可行性。

[0071] 本发明说明书中未作详细描述的内容属于本领域专业技术人员的公知技术。

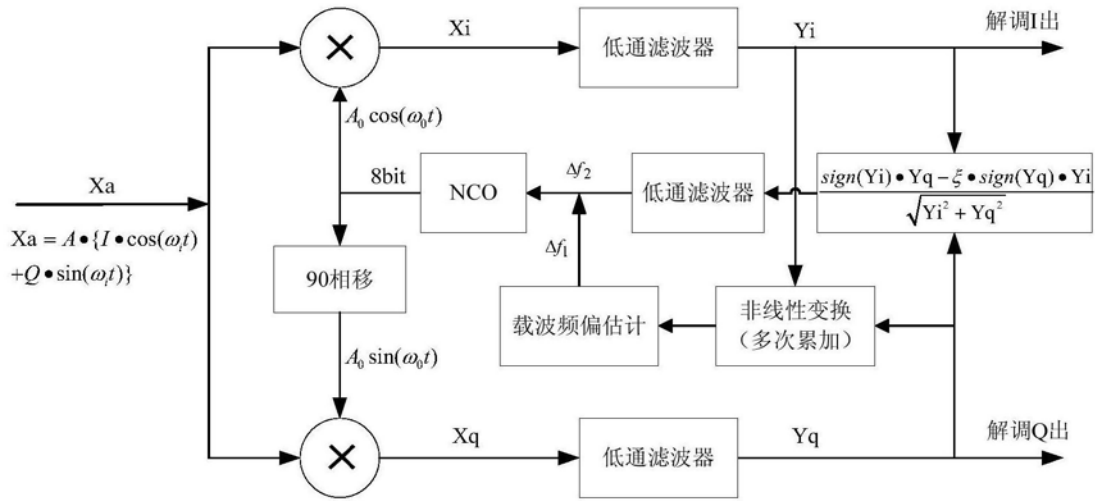


图1

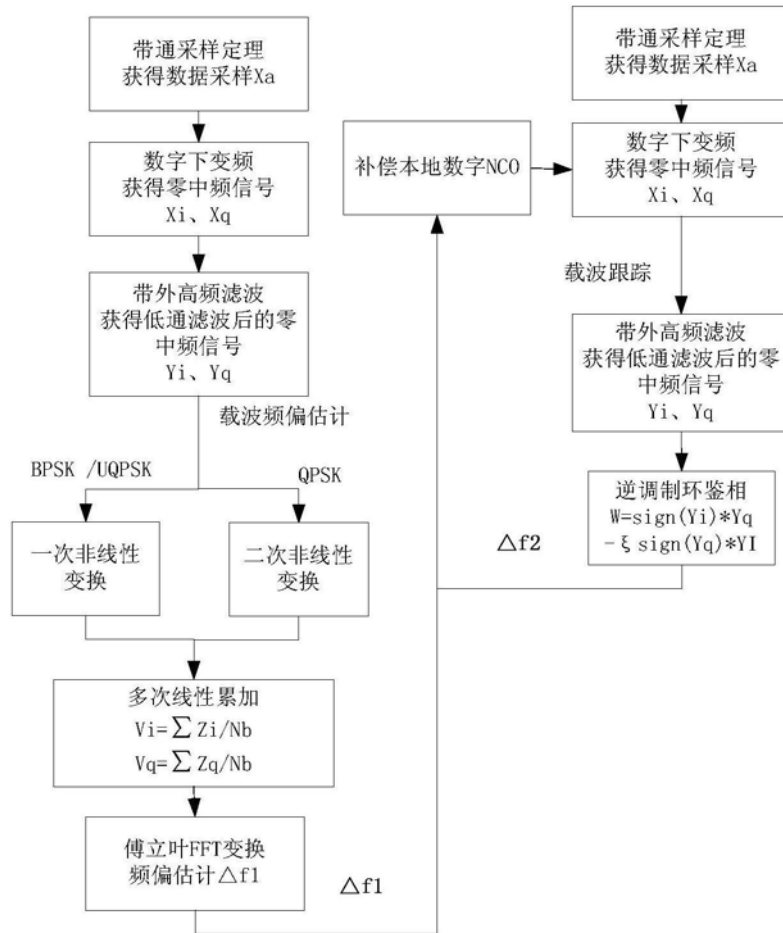


图2