



(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 110535575 B

(45) 授权公告日 2021.05.14

(21) 申请号 201910705992.0

(22) 申请日 2019.08.01

(65) 同一申请的已公布的文献号
申请公布号 CN 110535575 A

(43) 申请公布日 2019.12.03

(73) 专利权人 电子科技大学
地址 611731 四川省成都市高新区(西区)
西源大道2006号
专利权人 优利德科技(中国)股份有限公司

(72) 发明人 孟婕 叶芄 王厚军 郭连平
赵禹 曾浩 田雨 蒋俊 王猛

(74) 专利代理机构 成都行之专利代理事务所
(普通合伙) 51220
代理人 温利平

(51) Int.Cl.

H04L 1/24 (2006.01)

(56) 对比文件

CN 1787500 A, 2006.06.14

CN 105738696 A, 2016.07.06

US 2007058750 A1, 2007.03.15

WO 2010033345 A2, 2010.03.25

审查员 常正平

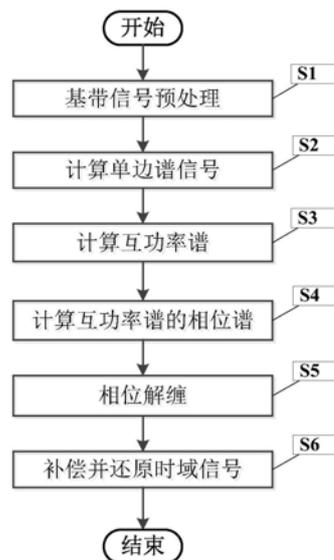
权利要求书2页 说明书5页 附图2页

(54) 发明名称

一种计算并补偿I/Q信号线性相位失衡的方法

(57) 摘要

本发明公开了一种计算并补偿I/Q信号线性相位失衡的方法,在不考虑噪声影响下,对解调后的I/Q两路基带信号进行ADC采样,以及N点傅里叶变换,再取单边谱计算互功率谱及互功率谱的相位谱,然后利用三点法进行相位解缠,最后根据解缠后的群延时差 δ 和相位偏置差 φ 进行相位补偿,还原出时域信号。



1. 一种计算并补偿I/Q信号线性相位失衡的方法,其特征在于,包括以下步骤:

(1)、在不考虑噪声影响下,对解调后的I/Q两路基带信号进行ADC采样,得到采用后的两路离散信号,记为: $x_i[n]$ 和 $x_q[n]$, n 表示时间的离散时刻;再对 $x_i[n]$ 和 $x_q[n]$ 分别进行 N 点傅里叶变换,得到 $X_i[k]$ 和 $X_q[k]$,其中, N 为偶数, k 满足: $k=-N/2+1, \dots, N/2$;

(2)、对 $X_q[k]$ 进行希尔伯特变换,得到 $\hat{X}_q[k]$;

分别取 $X_i[k]$ 和 $\hat{X}_q[k]$ 的正频率一侧的单边谱,得到 $X'_i[k]$ 和 $X'_q[k]$, $k>0$ 且满足:

$$X'_q[k] = X_i[k] \cdot e^{j\varphi} \cdot e^{-j\frac{2\pi}{N}k\delta} \quad (1)$$

其中, δ 和 φ 分别为Q通道相对于I通道的群延时差和相位偏置差;

(3)、计算变换后的I/Q两路信号的互功率谱;

$$G_{x_i x_q}[k] = X_i[k] X_q^*[k] \quad (2)$$

其中, $X_q^*[k]$ 是 $\hat{X}_q[k]$ 的共轭;

(4)、计算互功率谱的相位谱,得相位差 $\Delta\theta[k]$;

$$\Delta\theta[k] = \arg \left[\frac{G_{x_i x_q}[k]}{G_{x_i x_i}[k]} \right] = \frac{2\pi}{N} k\delta - \varphi \quad (3)$$

(5)、利用三点法进行相位解缠

(5.1)、在 $\Delta\theta[k]$ 加上 2π 的整数倍来进行解缠绕;

$$\Delta\tilde{\theta}[k_i] = \Delta\theta[k_i] + m_i 2\pi, \quad i=1,2,\dots,M \quad (4)$$

其中, $\Delta\tilde{\theta}[k_i]$ 是 $\Delta\theta[k_i]$ 解缠后的相位值, m_i 为整数, M 为选取的频点个数;

(5.2)、取相位谱上的信噪比SNR最大的三个频点及其相位值,记为 $(k_1, \Delta\theta[k_1])$ 、 $(k_2, \Delta\theta[k_2])$ 、 $(k_3, \Delta\theta[k_3])$,并作为未解缠的样本点;

(5.3)、利用前两个样本点计算 $\Delta\theta[k]$ 的斜率;

$$\frac{2\pi}{N} \delta = \frac{\Delta\theta[k_2] - \Delta\theta[k_1] + m_2 2\pi}{k_2 - k_1} \quad (5)$$

(5.4)、计算I/Q两通道的群延时差 δ 和相位偏置差 φ ;

设第一个样本点不需要加 2π 的整数倍,则 $m_1=0$;

根据 $(k_1, \Delta\tilde{\theta}[k_1])$ 、 $(k_2, \Delta\tilde{\theta}[k_2])$ 、 $(k_3, \Delta\tilde{\theta}[k_3])$ 在同一条直线上,可得:

$$\frac{\Delta\tilde{\theta}[k_3] - \Delta\tilde{\theta}[k_1]}{k_3 - k_1} = \frac{\Delta\tilde{\theta}[k_2] - \Delta\tilde{\theta}[k_1]}{k_2 - k_1} \quad (6)$$

将(4)式代入(6)式,化简可得:

$$(k_3 - k_1) m_2 = C + (k_2 - k_1) m_3 \quad (7)$$

其中,变量 $C = \frac{1}{2\pi} [(k_2 - k_1)(\Delta\theta[k_3] - \Delta\theta[k_1]) - (k_3 - k_1)(\Delta\theta[k_2] - \Delta\theta[k_1])]$;

将(7)式变形可得： $(k_3 - k_1)m_2 - C$ 必须是 $(k_2 - k_1)$ 的整数倍，因此，将(7)式改写为：

$$(k_3 - k_1)m_2 = C \pmod{(k_2 - k_1)} \quad (8)$$

其中， $\text{mod}(\square)$ 表示求余；

利用线性模方程求解(8)式，可得：

$$(k_3 - k_1)m_2 = m_{2,0} + (L(k_2 - k_1) / D) \quad (9)$$

其中， D 是 $(k_3 - k_1)$ 和 $(k_2 - k_1)$ 的最大公约数， $L = 0, 1, \dots, D-1$ ； $m_{2,0} = A(C/D) \pmod{(k_2 - k_1)}$ ， A 为整数；

根据(9)式得到 m_2 ，再将 m_2 代入到(5)式，得到Q通道相对于I通道的群延时差 δ ；将 δ 代入到(3)式，得到Q通道相对于I通道的相位偏置差 φ ， $\varphi = (2\pi / N)\delta k_1 - \Delta\theta[k_1]$ ；

(6)、延时模块根据群延时差 δ 和相位偏置差 φ 对单边谱 $X'_q[k]$ 进行补偿，得到补偿后的单边谱 $X'_{qc}[k]$ ；

利用镜像恢复模块得到 $X'_{qc}[k]$ 的共轭 $X_{qc}^*[k]$ ，再将 $X'_{qc}[k]$ 和 $X_{qc}^*[k]$ 组合成双边谱 $X_{qcd}[k]$ ；

将双边谱 $X_{qcd}[k]$ 进行傅里叶反变换，得到补偿后的Q路时域信号 $x_{qcd}[n]$ 。

2. 根据权利要求1所述的一种计算并补偿I/Q信号线性相位失衡的方法，其特征在于，所述整数 A 和最大公约数 D 满足关系为：

$$D = A(k_3 - k_1) + B(k_2 - k_1)$$

其中， B 为整数。

一种计算并补偿I/Q信号线性相位失衡的方法

技术领域

[0001] 本发明属于误差校正技术领域,更为具体地讲,涉及一种计算并补偿I/Q信号线性相位失衡的方法。

背景技术

[0002] 前端架构的选择处于影响接收器可集成性和灵活性的重要位置,而传统的超外差架构有很多缺点,在过去的十几年,零中频结构由于具有易于单片集成、结构简单和成本低等优点而备受青睐,与外差式接收结构不同的是,零中频接收结构中的本振频率等同于或者接近于输入射频信号的频率,从而得到直流中心或低中频信号。然而该结构采用同相和正交(I/Q)正交混频,对射频失真尤为敏感,其中I/Q信号正交失衡是其中的核心影响因素。理想情况下,I路和Q路信号应该具有精确的 90° 相位差和相等的幅度。然而,在实际情况中,所用器件的不同、电路设计的不同、PCB布局的误差都会使I路和Q路信号的信号产生相位和幅度的差异。此外,I路和Q路的低通滤波器,数据转换器和放大器的频率响应的差异也很大程度的影响到的整体幅度和相位失配。以上因素都会造成I/Q失衡,导致不完全的镜像信号衰减,且在基带处理信号时提高误码率。除镜像频率干扰问题外,I/Q失衡会严重影响基于预失真的功率放大器线性化技术的性能。随着使用更高阶调制波形或更宽带的多信道信号,这些失衡的影响变得更加明显。在许多系统中必须使用额外的模拟或数字信号处理来改善。

[0003] I/Q失衡的相位失衡是其中的关键难题,其主要由模拟解调本振的不理想以及I/Q信号两条通路的群延时不一致造成。其中不同的相位偏置一般由本振信号的不理想造成,其导致的相位误差与频率无关,不受基带信号频率影响,可理解为常数,是窄带通信考虑的主要误差,但是对于宽带通信而言,还要考虑群延时偏差。群延时偏差由I、Q两路路径引入的不同延时导致,这部分导致的相位失衡与频率有关,会随着基带信号频率的变化而改变,较难计算及消除,因此本发明提供了一种基于计算互功率谱的同时消除I/Q信号两种相位失衡误差,即总的线性相位失衡的方法。

发明内容

[0004] 本发明的目的在于克服现有技术的不足,提供计算并补偿I/Q信号线性相位失衡的方法,通过三点法进行相位解缠,进而补偿I/Q信号的线性相位失衡。

[0005] 为实现上述发明目的,本发明一种计算并补偿I/Q信号线性相位失衡的方法,其特征在于,包括以下步骤:

[0006] (1)、在不考虑噪声影响下,对解调后的I/Q两路基带信号进行ADC采样,得到采用后的两路离散信号,记为: $x_i[n]$ 和 $x_q[n]$, n 表示时间的离散时刻;再对 $x_i[n]$ 和 $x_q[n]$ 分别进行 N 点傅里叶变换,得到 $X_i[k]$ 和 $X_q[k]$,其中, N 为偶数, k 满足: $k = -N/2+1, \dots, N/2$;

[0007] (2)、对 $X_q[k]$ 进行希尔伯特变换,得到 $\hat{X}_q[k]$;

[0008] 分别取 $X_i[k]$ 和 $\hat{X}_q[k]$ 的正频率一侧的单边谱,得到 $X_i'[k]$ 和 $X_q'[k]$, $k>0$ 且满足:

$$[0009] \quad X_q'[k] = X_i'[k] \cdot e^{j\varphi} \cdot e^{-j\frac{2\pi}{N}k\delta} \quad (1)$$

[0010] 其中, δ 和 φ 分别为Q通道相对于I通道的群延时差和相位偏置差;

[0011] (3)、计算变换后的I/Q两路信号的互功率谱

$$[0012] \quad G_{x_i x_q}[k] = X_i'[k] X_q^*[k] \quad (2)$$

[0013] 其中, $X_q^*[k]$ 是 $X_q[k]$ 的共轭;

[0014] (4)、计算互功率谱的相位谱,得相位差 $\Delta\theta[k]$;

$$[0015] \quad \Delta\theta[k] = \arg \left[\frac{G_{x_i x_q}[k]}{|G_{x_i x_q}[k]|} \right] = \frac{2\pi}{N} k\delta - \varphi \quad (3)$$

[0016] (5)、利用三点法进行相位解缠

[0017] (5.1)、在 $\Delta\theta[k]$ 加上 2π 的整数倍来进行解缠绕;

$$[0018] \quad \Delta\tilde{\theta}[k_i] = \Delta\theta[k_i] + m_i 2\pi, \quad i = 1, 2, \dots, M \quad (4)$$

[0019] 其中, $\Delta\tilde{\theta}[k_i]$ 是 $\Delta\theta[k_i]$ 解缠后的相位值, m_i 为整数, M 为选取的频点个数;

[0020] (5.2)、取相位谱上的信噪比SNR最大的三个频点及其相位值,记为 $(k_1, \Delta\theta[k_1])$ 、 $(k_2, \Delta\theta[k_2])$ 、 $(k_3, \Delta\theta[k_3])$,并作为未解缠的样本点;

[0021] (5.3)、利用前两个样本点计算 $\Delta\theta[k]$ 的斜率;

$$[0022] \quad \frac{2\pi}{N} \delta = \frac{\Delta\theta[k_2] - \Delta\theta[k_1] + m_2 2\pi}{k_2 - k_1} \quad (5)$$

[0023] (5.4)、计算I/Q两通道的群延时差 δ 和相位偏置差 φ ;

[0024] 设第一个样本点不需要加 2π 的整数倍,则 $m_1 = 0$;

[0025] 根据 $(k_1, \Delta\tilde{\theta}[k_1])$ 、 $(k_2, \Delta\tilde{\theta}[k_2])$ 、 $(k_3, \Delta\tilde{\theta}[k_3])$ 在同一条直线上,可得:

$$[0026] \quad \frac{\Delta\tilde{\theta}[k_3] - \Delta\tilde{\theta}[k_1]}{k_3 - k_1} = \frac{\Delta\tilde{\theta}[k_2] - \Delta\tilde{\theta}[k_1]}{k_2 - k_1} \quad (6)$$

[0027] 将(4)式代入(6)式,化简可得:

$$[0028] \quad (k_3 - k_1) m_2 = C + (k_2 - k_1) m_3 \quad (7)$$

[0029] 其中,变量 $C = \frac{1}{2\pi} [(k_2 - k_1)(\Delta\theta[k_3] - \Delta\theta[k_1]) - (k_3 - k_1)(\Delta\theta[k_2] - \Delta\theta[k_1])]$

[0030] 将(7)式变形可得: $(k_3 - k_1) m_2 - C$ 必须是 $(k_2 - k_1)$ 的整数倍,因此,将(7)式改写为:

$$[0031] \quad (k_3 - k_1) m_2 = C \pmod{(k_2 - k_1)} \quad (8)$$

[0032] 其中, $\text{mod}(\cdot)$ 表示求余;

[0033] 利用线性模方程求解(8)式,可得:

$$[0034] \quad (k_3 - k_1) m_2 = m_{2,0} + (L(k_2 - k_1) / D) \quad (9)$$

[0035] 其中, D 是 $(k_3 - k_1)$ 和 $(k_2 - k_1)$ 的最大公约数, $L = 0, 1, \dots, D-1$; $m_{2,0} = A(C/D) \pmod{(k_2 - k_1)}$

$k_1)$), A 为整数;

[0036] 根据(9)式得到 m_2 ,再将 m_2 代入到(5)式,得到Q通道相对于I通道的群延时差 δ ;将 δ 代入到(3)式,得到Q通道相对于I通道的相位偏置差 φ , $\varphi = (2\pi / N)\delta k_1 - \Delta\theta[k_1]$;

[0037] (6)、延时模块根据群延时差 δ 和相位偏置差 φ 对单边谱 $X'_q[k]$ 进行补偿,得到补偿后的单边谱 $X'_{qc}[k]$;

[0038] 利用镜像恢复模块得到 $X'_{qc}[k]$ 的共轭 $X_{qc}^*[k]$,再将 $X'_{qc}[k]$ 和 $X_{qc}^*[k]$ 组合成双边谱 $X_{qcd}[k]$;

[0039] 将双边谱 $X_{qcd}[k]$ 进行傅里叶反变换,得到补偿后的Q路时域信号 $x_{qcd}[n]$ 。

[0040] 本发明的发明目的是这样实现的:

[0041] 本发明一种计算并补偿I/Q信号线性相位失衡的方法,在不考虑噪声影响下,对解调后的I/Q两路基带信号进行ADC采样,以及N点傅里叶变换,再取单边谱计算互功率谱及互功率谱的相位谱,然后利用三点法进行相位解缠,最后根据解缠后的群延时差 δ 和相位偏置差 φ 进行相位补偿,还原出时域信号。

[0042] 同时,本发明一种计算并补偿I/Q信号线性相位失衡的方法还具有以下有益效果:

[0043] (1)、本发明只需要I/Q信号的三个频点就可以实现估计,不需要导频信号及额外的硬件。

[0044] (2)、本发明可以实现群延时差和相位偏置差的同时计算及补偿。

[0045] (3)、存在I/Q幅度失衡的情况下,本发明还可以完成相位失衡校正。

附图说明

[0046] 图1是本发明一种计算并补偿I/Q信号线性相位失衡的方法流程图;

[0047] 图2是正交接收机I/Q通道不平衡模型框图;

[0048] 图3是计算线性相位失衡的原理图;

[0049] 图4是线性相位失衡补偿框图。

具体实施方式

[0050] 下面结合附图对本发明的具体实施方式进行描述,以便本领域的技术人员更好地理解本发明。需要特别提醒注意的是,在以下的描述中,当已知功能和设计的详细描述也许会淡化本发明的主要内容时,这些描述在这里将被忽略。

[0051] 实施例

[0052] 图1是本发明一种计算并补偿I/Q信号线性相位失衡的方法流程图。

[0053] 在本实施例中,如图1所示,本发明一种计算并补偿I/Q信号线性相位失衡的方法,包括以下步骤:

[0054] S1、基带信号预处理

[0055] 在不考虑噪声影响下,如图2所示,接收到的射频模拟信号为 $r(t)$,本振(L0)输出的两路信号分别为 $\cos(\omega_c t)$ 和 $-\sin(\omega_c t + \varphi)$, φ 代表Q路本振信号相对I路的相位偏置(理想情况 $\varphi=0$), ω_c 为载波频率,设基带信号频率为 ω ,低通滤波器用于滤除混频后的高频成分;

[0056] 对解调后的I/Q两路基带信号进行ADC采样,得到采用后的两路离散信号,记为: $x_i[n]$ 和 $x_q[n]$, n 表示时间的离散时刻;再对 $x_i[n]$ 和 $x_q[n]$ 分别进行 N 点傅里叶变换,得到 $X_i[k]$ 和 $X_q[k]$,其中, N 为偶数, k 满足: $k = -N/2+1, \dots, N/2$;

[0057] S2、计算单边谱信号

[0058] 对 $X_q[k]$ 进行希尔伯特变换,得到 $\hat{X}_q[k]$;

[0059] 分别取 $X_i[k]$ 和 $\hat{X}_q[k]$ 的正频率一侧的单边谱,得到 $X_i'[k]$ 和 $X_q'[k]$, $k > 0$,通过上述变换后得到的Q路信号是原Q信号的正交信号,此时Q路信号与I路信号只存在时延误差和相位偏置误差,即满足:

$$[0060] \quad X_q'[k] = X_i'[k] \cdot e^{j\varphi} \cdot e^{-j\frac{2\pi}{N}k\delta} \quad (1)$$

[0061] 其中, δ 和 φ 分别为Q通道相对于I通道的群延时差和相位偏置差;

[0062] S3、计算变换后的I/Q两路信号的互功率谱

$$[0063] \quad G_{x_i x_q}[k] = X_i'[k] X_q^*[k] \quad (2)$$

[0064] 其中, $X_q^*[k]$ 是 $X_q[k]$ 的共轭;那么, $G_{x_i x_q}[k]$ 还可以改写为:

$G_{x_i x_q}[k] = G_{x_i x_i}[k] e^{i\frac{2\pi}{N}k\delta - j\varphi}$; $G_{x_i x_i}[k]$ 为 $x_i[n]$ 的自功率谱,相位差为 $\Delta\theta[k] = \frac{2\pi}{N}k\delta - \varphi$,该参数包括待估计参数 δ 和 φ 。

[0065] S4、计算互功率谱的相位谱,得相位差 $\Delta\theta[k]$;

$$[0066] \quad \Delta\theta[k] = \arg \left[\frac{G_{x_i x_q}[k]}{G_{x_i x_i}[k]} \right] = \frac{2\pi}{N}k\delta - \varphi \quad (3)$$

[0067] S5、利用三点法进行相位解缠,具体过程如图3所示;

[0068] S5.1、由(3)可知, $\Delta\theta[k]$ 是一个斜率为 $\frac{2\pi}{N}\delta$ 的线性相位方程,群延时差 δ 是该方程的斜率,相位偏置差 $-\varphi$ 是该方程在 $\Delta\theta[k]$ 轴上的截距。由于正切函数的周期性, $\Delta\theta[k]$ 在 $-\pi$ 到 π 之间缠绕,因此在计算斜率和截距之前,需要在 $\Delta\theta[k]$ 加上 2π 的整数倍来进行解缠绕;

$$[0069] \quad \Delta\tilde{\theta}[k_i] = \Delta\theta[k_i] + m_i 2\pi, \quad i = 1, 2, \dots, M \quad (4)$$

[0070] 其中, $\Delta\tilde{\theta}[k_i]$ 是 $\Delta\theta[k_i]$ 解缠后的相位值, m_i 为整数, M 为选取的频点个数;

[0071] S5.2、为了估计斜率,至少需要三个相位值,取相位谱上的信噪比SNR最大的三个频点及其相位值,记为 $(k_1, \Delta\theta[k_1])$ 、 $(k_2, \Delta\theta[k_2])$ 、 $(k_3, \Delta\theta[k_3])$,并作为未解缠的样本点,利用三点法相位解缠计算群延时差 δ 和相位偏置差 φ 。

[0072] S5.3、利用前两个样本点计算 $\Delta\theta[k]$ 的斜率;

$$[0073] \quad \frac{2\pi}{N}\delta = \frac{\Delta\theta[k_2] - \Delta\theta[k_1] + m_2 2\pi}{k_2 - k_1} \quad (5)$$

[0074] S5.4、计算I/Q两通道的群延时差 δ 和相位偏置差 φ ;

[0075] 设第一个样本点不需要加 2π 的整数倍,则 $m_1 = 0$;

[0076] 由于 $(k_1, \Delta\theta[k_1])$ 、 $(k_2, \Delta\theta[k_2])$ 已知, m_2 是唯一的待估计变量; 根据 $(k_1, \Delta\tilde{\theta}[k_1])$ 、 $(k_2, \Delta\tilde{\theta}[k_2])$ 、 $(k_3, \Delta\tilde{\theta}[k_3])$ 在同一条直线上, 可得:

$$[0077] \quad \frac{\Delta\tilde{\theta}[k_3] - \Delta\tilde{\theta}[k_1]}{k_3 - k_1} = \frac{\Delta\tilde{\theta}[k_2] - \Delta\tilde{\theta}[k_1]}{k_2 - k_1} \quad (6)$$

[0078] 将(4)式代入(6)式, 化简可得:

$$[0079] \quad (k_3 - k_1)m_2 = C + (k_2 - k_1)m_3 \quad (7)$$

[0080] 其中, 变量 $C = \frac{1}{2\pi} [(k_2 - k_1)(\Delta\theta[k_3] - \Delta\theta[k_1]) - (k_3 - k_1)(\Delta\theta[k_2] - \Delta\theta[k_1])]$;

[0081] 将(7)式变形可得: $(k_3 - k_1)m_2 - C$ 必须是 $(k_2 - k_1)$ 的整数倍, 因此, 将(7)式改写为:

$$[0082] \quad (k_3 - k_1)m_2 = C \pmod{(k_2 - k_1)} \quad (8)$$

[0083] 其中, $\text{mod}(\cdot)$ 表示求余;

[0084] 利用线性模方程求解(8)式, 可得:

$$[0085] \quad (k_3 - k_1)m_2 = m_{2,0} + (L(k_2 - k_1)/D) \quad (9)$$

[0086] 其中, D 是 $(k_3 - k_1)$ 和 $(k_2 - k_1)$ 的最大公约数, $L = 0, 1, \dots, D-1$; $m_{2,0} = A(C/D) \pmod{(k_2 - k_1)}$, A 为整数, 由扩展欧几里得算法得到, 且与最大公约数 D 满足如下关系:

$$[0087] \quad D = A(k_3 - k_1) + B(k_2 - k_1)$$

[0088] 其中, B 为整数;

[0089] 根据(9)式得到 m_2 , 再将 m_2 代入到(5)式, 得到 Q 通道相对于 I 通道的群延时差 δ ; 将 δ 代入到(3)式, 得到 Q 通道相对于 I 通道的相位偏置差 φ , $\varphi = (2\pi/N)\delta k_1 - \Delta\theta[k_1]$;

[0090] S6、补偿并还原时域信号

[0091] 延时模块根据群延时差 δ 和相位偏置差 φ 对单边谱 $X'_q[k]$ 进行补偿, 得到补偿后的单边谱 $X'_{qc}[k]$;

[0092] 利用镜像恢复模块得到 $X'_{qc}[k]$ 的共轭 $X_{qc}^*[k]$, 再将 $X'_{qc}[k]$ 和 $X_{qc}^*[k]$ 组合成双边谱 $X_{qcd}[k]$;

[0093] 将双边谱 $X_{qcd}[k]$ 进行傅里叶反变换, 得到补偿后的 Q 路时域信号 $x_{qcd}[n]$ 。

[0094] 尽管上面对本发明说明性的具体实施方式进行了描述, 以便于本技术领域的技术人员理解本发明, 但应该清楚, 本发明不限于具体实施方式的范围, 对本技术领域的普通技术人员来讲, 只要各种变化在所附的权利要求限定和确定的本发明的精神和范围内, 这些变化是显而易见的, 一切利用本发明构思的发明创造均在保护之列。

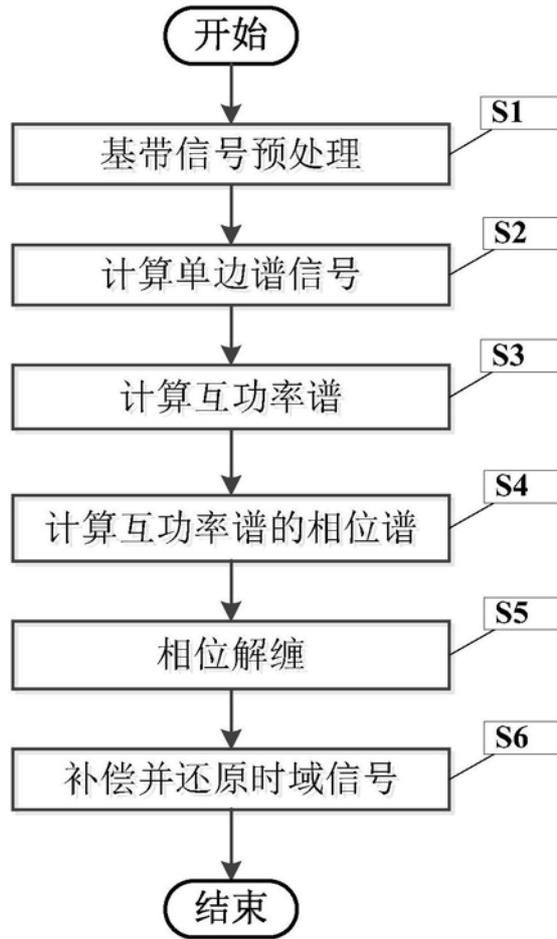


图1

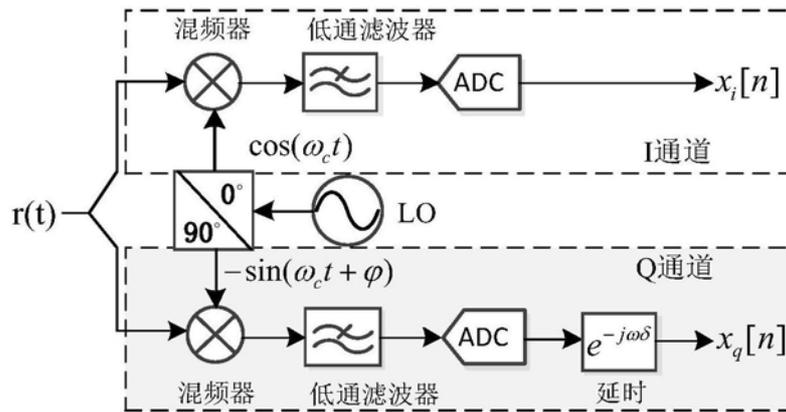


图2

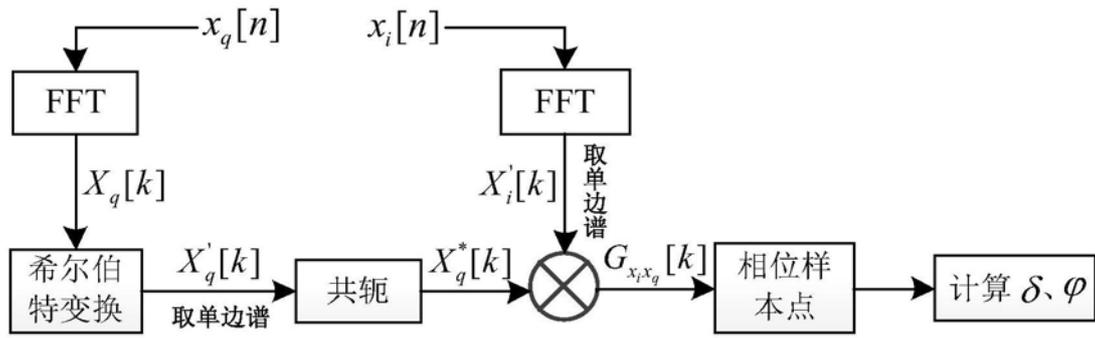


图3

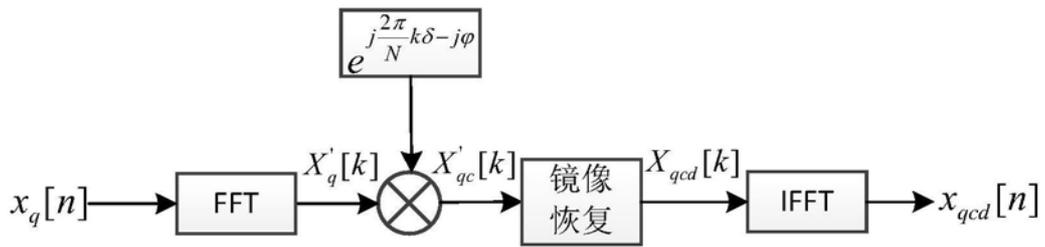


图4