



(12) 发明专利申请

(10) 申请公布号 CN 116781470 A

(43) 申请公布日 2023. 09. 19

(21) 申请号 202310813797.6

(22) 申请日 2023.07.04

(71) 申请人 重庆吉芯科技有限公司

地址 401334 重庆市沙坪坝区凤凰镇皂角
树村临谢家院子组2号2-2室

(72) 发明人 王赫 王友华 李刚 龙杰 张聪
代一丹 李志彬 周捷

(74) 专利代理机构 上海汉之律师事务所 31378
专利代理师 陈强

(51) Int. Cl.

H04L 27/36 (2006.01)

H03H 17/02 (2006.01)

权利要求书3页 说明书10页 附图3页

(54) 发明名称

一种宽带信号同相正交不平衡校正方法及系统

(57) 摘要

本发明提供一种宽带信号同相正交不平衡校正方法及系统,包括:在宽带信号的通带范围内均匀选取N个频点,并基于每个频点的单音测试信号,获取对应的I路数字信号和Q路数字信号;基于I路数字信号和Q路数字信号生成频域滤波器系数,并对频域滤波器系数进行快速傅里叶逆变换,得到时域滤波器系数;在时域中根据时域滤波器系数构建复数滤波器,并利用复数滤波器对通带范围内的宽带信号进行IQ不平衡校正;N为自然数,例如2的指数。本发明提供了一种通过单音测试信号进行宽带信号IQ不平衡初始化校正的方案,能够准确为宽带信号的IQ不平衡参数进行补偿,实现宽带信号的IQ不平衡初始化校正,从而提升宽带无线通信系统的传输性能。



1. 一种宽带信号同相正交不平衡校正方法,其特征在于,所述方法包括以下步骤:

在宽带信号的通带范围内均匀选取N个频点,并基于每个频点的单音测试信号,获取对应的同相数字信号和正交数字信号;其中,N为自然数;

基于所述同相数字信号和所述正交数字信号生成频域滤波器系数,并对所述频域滤波器系数进行快速傅里叶逆变换,得到时域滤波器系数;

在时域中根据所述时域滤波器系数构建复数滤波器,并利用所述复数滤波器对通带范围内的宽带信号进行同相正交不平衡校正。

2. 根据权利要求1所述的宽带信号同相正交不平衡校正方法,其特征在于,基于所述同相数字信号和所述正交数字信号生成频域滤波器系数的过程包括:

对所述同相数字信号和所述正交数字信号进行预处理,并对完成预处理后的同相数字信号和正交数字信号进行快速傅里叶变换,分别得到同相数字信号的频域信号和正交数字信号的频域信号;其中,所述预处理包括:滤除直流分量、时域平均;

基于同相数字信号的频域信号和正交数字信号的频域信号,计算相位不平衡参数和幅度不平衡参数;

根据所述相位不平衡参数和所述幅度不平衡参数,计算所述频域滤波器系数。

3. 根据权利要求2所述的宽带信号同相正交不平衡校正方法,其特征在于,基于同相数字信号的频域信号和正交数字信号的频域信号,计算相位不平衡参数和幅度不平衡参数的过程包括:

将同相数字信号的频域信号记为 $X_I(f)$,正交数字信号的频域信号记为 $X_Q(f)$;

根据频域下 $X_I(f)$ 和 $X_Q(f)^*$ 的乘积 $X_I(f)X_Q(f)^*$ 、以及频域下 $X_I(f)$ 和 $X_I(f)^*$ 的乘积 $X_I(f)X_I(f)^*$,计算相位不平衡参数 $\varphi(f)$ 和幅度不平衡参数 $\alpha(f)$,有:

令 $C(f) = X_I(f)X_Q(f)^*$,则相位不平衡参数 $\varphi(f) = \frac{\pi}{2} - \text{pha}(C(f))$,幅度不平衡参数

$$\alpha(f) = \frac{\text{mag}(C(f))}{X_I(f)X_I(f)^*};$$

其中, $X_I(f)^*$ 表示同相数字信号的频域信号的共轭, $X_Q(f)^*$ 表示正交数字信号的频域信号的共轭。

4. 根据权利要求3所述的宽带信号同相正交不平衡校正方法,其特征在于,根据所述相位不平衡参数和所述幅度不平衡参数,计算所述频域滤波器系数的过程包括:

计算相位不平衡参数 $\varphi(f)$ 的正切值,有: $\tan(\varphi(f))$;以及,

计算相位不平衡参数 $\varphi(f)$ 的余弦值,有: $\cos(\varphi(f))$;以及,

计算幅度不平衡参数 $\alpha(f)$ 和相位不平衡参数 $\varphi(f)$ 的余弦值 $\cos(\varphi(f))$ 的乘积,有: $\alpha(f)\cos(\varphi(f))$;

将 $\tan(\varphi(f))$ 和 $\alpha(f)\cos(\varphi(f))$ 作为频域滤波器系数。

5. 根据权利要求1至4中任一所述的宽带信号同相正交不平衡校正方法,其特征在于,在宽带信号的通带范围内均匀选取N个频点,并基于每个频点的单音测试信号,获取对应的同相数字信号和正交数字信号的过程包括:

将在宽带信号的通带范围内选取的频点的单音测试信号记为 $R(t)$ ；其中 $R(t) = 2A \sin(2\pi t(f + f_{L0}) + \theta)$ ，式中， $2A$ 表示单音测试信号幅度， f 表示待校准信号频率， f_{L0} 表示本振频率， θ 表示初始相位；

在单音测试信号 $R(t)$ 经过信道传输后引入幅度不平衡参数和相位不平衡参数，并将同时引入幅度不平衡参数和相位不平衡参数的信号作为正交数字信号，记为 $X_Q(t)$ ；以及，将未引入任何误差的信号作为同相数字信号，记为 $X_I(t)$ ；其中， $X_I(t) = A \sin(2\pi t f + \theta)$ ， $X_Q(t) = -\alpha(f) A \cos(2\pi t f + \theta + \varphi(f))$ ；式中， $\varphi(f)$ 表示相位不平衡参数， $\alpha(f)$ 表示幅度不平衡参数。

6. 根据权利要求5所述的宽带信号同相正交不平衡校正方法，其特征在于，在获取同相数字信号和正交数字信号后，所述方法还包括：

对同相数字信号和正交数字信号进行正交下变频，得到理想等效基带信号；有：

$$Z_I(t) = A \sin(2\pi t f + \theta)；$$

$$Z_Q(t) = -A \cos(2\pi t f + \theta)；$$

式中， $Z_I(t)$ 表示同相数字信号的理想等效基带信号， $Z_Q(t)$ 表示正交数字信号的理想等效基带信号。

7. 一种宽带信号同相正交不平衡校正系统，其特征在于，所述系统包括有：

观察模块，用于接收同相数字信号和正交数字信号，并对所述同相数字信号和所述正交数字信号进行预处理，以及对完成预处理后的同相数字信号和正交数字信号进行快速傅里叶变换，分别得到同相数字信号的频域信号和正交数字信号的频域信号；其中，所述同相数字信号和正交数字信号在宽带信号的通带范围内均匀选取 N 个频点，并基于每个频点的单音测试信号得到；所述预处理包括：滤除直流分量、时域平均；其中， N 为自然数；

分析模块，用于根据同相数字信号的频域信号和正交数字信号的频域信号，计算相位不平衡参数和幅度不平衡参数；

计算模块，用于根据所述相位不平衡参数和所述幅度不平衡参数，计算所述频域滤波器系数；

快速傅里叶逆变换模块，用于对所述频域滤波器系数进行快速傅里叶逆变换，得到时域滤波器系数；以及，在时域中根据所述时域滤波器系数构建复数滤波器；

复数滤波器，用于对通带范围内的宽带信号进行同相正交不平衡校正。

8. 根据权利要求7所述的宽带信号同相正交不平衡校正系统，其特征在于，所述分析模块根据同相数字信号的频域信号和正交数字信号的频域信号，计算相位不平衡参数和幅度不平衡参数的过程包括：

将同相数字信号的频域信号记为 $X_I(f)$ ，正交数字信号的频域信号记为 $X_Q(f)$ ；

根据频域下 $X_I(f)$ 和 $X_Q(f)^*$ 的乘积 $X_I(f)X_Q(f)^*$ 、以及频域下 $X_I(f)$ 和 $X_I(f)^*$ 的乘积 $X_I(f)X_I(f)^*$ ，计算相位不平衡参数 $\varphi(f)$ 和幅度不平衡参数 $\alpha(f)$ ，有：

令 $C(f) = X_I(f)X_Q(f)^*$ ，则相位不平衡参数 $\varphi(f) = \frac{\pi}{2} - \text{pha}(C(f))$ ，幅度不平衡参数

$$\alpha(f) = \frac{\text{mag}(C(f))}{X_I(f)X_I(f)^*}；$$

其中, $X_I(f)^*$ 表示同相数字信号的频域信号的共轭, $X_Q(f)^*$ 表示正交数字信号的频域信号的共轭。

9. 根据权利要求8所述的宽带信号同相正交不平衡校正系统, 其特征在于, 所述计算模块根据所述相位不平衡参数和所述幅度不平衡参数, 计算所述频域滤波器系数的过程包括:

计算相位不平衡参数 $\varphi(f)$ 的正切值, 有: $\tan(\varphi(f))$; 以及,

计算相位不平衡参数 $\varphi(f)$ 的余弦值, 有: $\cos(\varphi(f))$; 以及,

计算幅度不平衡参数 $\alpha(f)$ 和相位不平衡参数 $\varphi(f)$ 的余弦值 $\cos(\varphi(f))$ 的乘积, 有: $\alpha(f) \cos(\varphi(f))$;

将 $\tan(\varphi(f))$ 和 $\alpha(f) \cos(\varphi(f))$ 作为频域滤波器系数。

10. 根据权利要求7至9中任一所述的宽带信号同相正交不平衡校正系统, 其特征在于, 所述观察模块在宽带信号的通带范围内均匀选取N个频点, 并基于每个频点的单音测试信号, 获取对应的同相数字信号和正交数字信号的过程包括:

将在宽带信号的通带范围内选取的频点的单音测试信号记为 $R(t)$; 其中 $R(t) = 2A \sin(2\pi t(f + f_{L0}) + \theta)$, 式中, $2A$ 表示单音测试信号幅度, f 表示待校准信号频率, f_{L0} 表示本振频率, θ 表示初始相位;

在单音测试信号 $R(t)$ 经过信道传输后引入幅度不平衡参数和相位不平衡参数, 并将同时引入幅度不平衡参数和相位不平衡参数的信号作为正交数字信号, 记为 $X_Q(t)$; 以及, 将未引入任何误差的信号作为同相数字信号, 记为 $X_I(t)$; 其中, $X_I(t) = A \sin(2\pi t f + \theta)$, $X_Q(t) = -\alpha(f) A \cos(2\pi t f + \theta + \varphi(f))$; 式中, $\varphi(f)$ 表示相位不平衡参数, $\alpha(f)$ 表示幅度不平衡参数。

一种宽带信号同相正交不平衡校正方法及系统

技术领域

[0001] 本发明涉及通信技术领域,特别是涉及一种宽带信号同相正交不平衡校正方法及系统。

背景技术

[0002] 软件无线电作为一种新兴技术,已广泛应用于无线通信领域。在软件无线电中经常使用零中频接收机,零中频结构具有成本、尺寸、功耗等方面的优点,但零中频结构仍存在一些缺陷,包括由于工艺角、模拟器件不匹配等因素产生的IQ(in-phase/quadrature)调制两路信号幅度和相位的失衡,从而产生镜像干扰信号,进而导致通信质量下降。IQ调制就是数据分为两路,分别进行载波调制,两路载波相互正交。

[0003] 目前,在一现有方案中,解决IQ不平衡的问题是从模拟侧的方向入手,但该方式对电路性能的优化会导致器件成本和设备体积的增加,降低芯片的集成度,且不能从根本上解决IQ不平衡问题。

[0004] 此外,在另一现有方案中,其通过统计平均的方法获取幅相不平衡参数,然后采用计算得到的IQ不平衡系数对IQ两路信号进行不平衡校正。但是该方案对窄带信号的校正效果较为理想,对于宽带信号,由于幅相不平衡系数是频率的函数,不是恒定的两个校正参数,因此对宽带信号的校正效果不佳。

发明内容

[0005] 鉴于以上所述现有技术的缺点,本发明的目的在于提供一种宽带信号同相正交不平衡校正方法及系统,用于解决现有技术中存在的问题。

[0006] 为实现上述目的及其他相关目的,本发明提供一种宽带信号同相正交不平衡校正方法,包括以下步骤:

[0007] 在宽带信号的通带范围内均匀选取N个频点,并基于每个频点的单音测试信号,获取对应的同相数字信号和正交数字信号;其中,N为自然数;

[0008] 基于所述同相数字信号和所述正交数字信号生成频域滤波器系数,并对所述频域滤波器系数进行快速傅里叶逆变换,得到时域滤波器系数;

[0009] 在时域中根据所述时域滤波器系数构建复数滤波器,并利用所述复数滤波器对通带范围内的宽带信号进行同相正交不平衡校正。

[0010] 于本发明的一实施例中,基于所述同相数字信号和所述正交数字信号生成频域滤波器系数的过程包括:

[0011] 对所述同相数字信号和所述正交数字信号进行预处理,并对完成预处理后的同相数字信号和正交数字信号进行快速傅里叶变换,分别得到同相数字信号的频域信号和正交数字信号的频域信号;其中,所述预处理包括:滤除直流分量、时域平均;

[0012] 基于同相数字信号的频域信号和正交数字信号的频域信号,计算相位不平衡参数和幅度不平衡参数;

[0013] 根据所述相位不平衡参数和所述幅度不平衡参数,计算所述频域滤波器系数。

[0014] 于本发明的一实施例中,基于同相数字信号的频域信号和正交数字信号的频域信号,计算相位不平衡参数和幅度不平衡参数的过程包括:

[0015] 将同相数字信号的频域信号记为 $X_I(f)$,正交数字信号的频域信号记为 $X_Q(f)$;

[0016] 根据频域下 $X_I(f)$ 和 $X_Q(f)^*$ 的乘积 $X_I(f)X_Q(f)^*$ 、以及频域下 $X_I(f)$ 和 $X_I(f)^*$ 的乘积 $X_I(f)X_I(f)^*$,计算相位不平衡参数 $\varphi(f)$ 和幅度不平衡参数 $\alpha(f)$,有:

[0017] 令 $C(f) = X_I(f)X_Q(f)^*$,则相位不平衡参数 $\varphi(f) = \frac{\pi}{2} - \text{pha}(C(f))$,幅度不平衡参数

$$\alpha(f) = \frac{\text{mag}(C(f))}{X_I(f)X_I(f)^*};$$

[0018] 其中, $X_I(f)^*$ 表示同相数字信号的频域信号的共轭, $X_Q(f)^*$ 表示正交数字信号的频域信号的共轭。

[0019] 于本发明的一实施例中,根据所述相位不平衡参数和所述幅度不平衡参数,计算所述频域滤波器系数的过程包括:

[0020] 计算相位不平衡参数 $\varphi(f)$ 的正切值,有: $\tan(\varphi(f))$;以及,

[0021] 计算相位不平衡参数 $\varphi(f)$ 的余弦值,有: $\cos(\varphi(f))$;以及,

[0022] 计算幅度不平衡参数 $\alpha(f)$ 和相位不平衡参数 $\varphi(f)$ 的余弦值 $\cos(\varphi(f))$ 的乘积,有:

$$\alpha(f) \cos(\varphi(f));$$

[0023] 将 $\tan(\varphi(f))$ 和 $\alpha(f) \cos(\varphi(f))$ 作为频域滤波器系数。

[0024] 于本发明的一实施例中,在宽带信号的通带范围内均匀选取N个频点,并基于每个频点的单音测试信号,获取对应的同相数字信号和正交数字信号的过程包括:

[0025] 将在宽带信号的通带范围内选取的频点的单音测试信号记为 $R(t)$;其中 $R(t) = 2A \sin(2\pi t(f+f_{L0}) + \theta)$,式中, $2A$ 表示单音测试信号幅度, f 表示待校准信号频率, f_{L0} 表示本振频率, θ 表示初始相位;

[0026] 在单音测试信号 $R(t)$ 经过信道传输后引入幅度不平衡参数和相位不平衡参数,并将同时引入幅度不平衡参数和相位不平衡参数的信号作为正交数字信号,记为 $X_Q(t)$;以及,将未引入任何误差的信号作为同相数字信号,记为 $X_I(t)$;其中, $X_I(t) = A \sin(2\pi t f + \theta)$, $X_Q(t) = -\alpha(f) A \cos(2\pi t f + \theta + \varphi(f))$;式中, $\varphi(f)$ 表示相位不平衡参数, $\alpha(f)$ 表示幅度不平衡参数。

[0027] 于本发明的一实施例中,在获取同相数字信号和正交数字信号后,所述方法还包括:

[0028] 对同相数字信号和正交数字信号进行正交下变频,得到理想等效基带信号;有:

$$[0029] Z_I(t) = A \sin(2\pi t f + \theta);$$

$$[0030] Z_Q(t) = -A \cos(2\pi t f + \theta);$$

[0031] 式中, $Z_I(t)$ 表示同相数字信号的理想等效基带信号, $Z_Q(t)$ 表示正交数字信号的理想等效基带信号。

[0032] 本发明还提供一种宽带信号同相正交不平衡校正系统,所述系统包括有:

[0033] 观察模块,用于接收同相数字信号和正交数字信号,并对所述同相数字信号和所述正交数字信号进行预处理,以及对完成预处理后的同相数字信号和正交数字信号进行快速傅里叶变换,分别得到同相数字信号的频域信号和正交数字信号的频域信号;其中,所述同相数字信号和正交数字信号在宽带信号的通带范围内均匀选取N个频点,并基于每个频点的单音测试信号得到;所述预处理包括:滤除直流分量、时域平均;其中,N为自然数;

[0034] 分析模块,用于根据同相数字信号的频域信号和正交数字信号的频域信号,计算相位不平衡参数和幅度不平衡参数;

[0035] 计算模块,用于根据所述相位不平衡参数和所述幅度不平衡参数,计算所述频域滤波器系数;

[0036] 快速傅里叶逆变换模块,用于对所述频域滤波器系数进行快速傅里叶逆变换,得到时域滤波器系数;以及,在时域中根据所述时域滤波器系数构建复数滤波器;

[0037] 复数滤波器,用于对通带范围内的宽带信号进行同相正交不平衡校正。

[0038] 于本发明的一实施例中,所述分析模块根据同相数字信号的频域信号和正交数字信号的频域信号,计算相位不平衡参数和幅度不平衡参数的过程包括:

[0039] 将同相数字信号的频域信号记为 $X_I(f)$,正交数字信号的频域信号记为 $X_Q(f)$;

[0040] 根据频域下 $X_I(f)$ 和 $X_Q(f)^*$ 的乘积 $X_I(f)X_Q(f)^*$ 、以及频域下 $X_I(f)$ 和 $X_I(f)^*$ 的乘积 $X_I(f)X_I(f)^*$,计算相位不平衡参数 $\varphi(f)$ 和幅度不平衡参数 $\alpha(f)$,有:

[0041] 令 $C(f) = X_I(f)X_Q(f)^*$,则相位不平衡参数 $\varphi(f) = \frac{\pi}{2} - \text{pha}(C(f))$,幅度不平衡参数

$$\alpha(f) = \frac{\text{mag}(C(f))}{X_I(f)X_I(f)^*};$$

[0042] 其中, $X_I(f)^*$ 表示同相数字信号的频域信号的共轭, $X_Q(f)^*$ 表示正交数字信号的频域信号的共轭。

[0043] 于本发明的一实施例中,所述计算模块根据所述相位不平衡参数和所述幅度不平衡参数,计算所述频域滤波器系数的过程包括:

[0044] 计算相位不平衡参数 $\varphi(f)$ 的正切值,有: $\tan(\varphi(f))$;以及,

[0045] 计算相位不平衡参数 $\varphi(f)$ 的余弦值,有: $\cos(\varphi(f))$;以及,

[0046] 计算幅度不平衡参数 $\alpha(f)$ 和相位不平衡参数 $\varphi(f)$ 的余弦值 $\cos(\varphi(f))$ 的乘积,有:

$$\alpha(f) \cos(\varphi(f));$$

[0047] 将 $\tan(\varphi(f))$ 和 $\alpha(f) \cos(\varphi(f))$ 作为频域滤波器系数。

[0048] 于本发明的一实施例中,所述观察模块在宽带信号的通带范围内均匀选取N个频点,并基于每个频点的单音测试信号,获取对应的同相数字信号和正交数字信号的过程包括:

[0049] 将在宽带信号的通带范围内选取的频点的单音测试信号记为 $R(t)$;其中 $R(t) = 2A \sin(2\pi t(f+f_{L0}) + \theta)$,式中,2A表示单音测试信号幅度,f表示待校准信号频率, f_{L0} 表示本振频率, θ 表示初始相位;

[0050] 在单音测试信号 $R(t)$ 经过信道传输后引入幅度不平衡参数和相位不平衡参数,并

将同时引入幅度不平衡参数和相位不平衡参数的信号作为正交数字信号,记为 $X_Q(t)$;以及,将未引入任何误差的信号作为同相数字信号,记为 $X_I(t)$;其中, $X_I(t) = A\sin(2\pi ft + \theta)$, $X_Q(t) = -\alpha(f)A\cos(2\pi ft + \theta + \varphi(f))$;式中, $\varphi(f)$ 表示相位不平衡参数, $\alpha(f)$ 表示幅度不平衡参数。

[0051] 如上所述,本发明提供一种宽带信号同相正交不平衡校正方法及系统,具有以下有益效果:本发明通过在宽带信号的通带范围内均匀选取N个频点,并基于每个频点的单音测试信号,获取对应的同相数字信号和正交数字信号;再基于同相数字信号和正交数字信号生成频域滤波器系数,并对频域滤波器系数进行快速傅里叶逆变换,得到时域滤波器系数;最后在时域中根据时域滤波器系数构建复数滤波器,并利用复数滤波器对通带范围内的宽带信号进行同相正交不平衡校正。其中,N为自然数,例如可以是2的指数。由此可知,本发明提供了一种通过单音测试信号进行宽带信号同相正交不平衡初始化校正的方案,能够准确为宽带信号的同相正交不平衡参数进行补偿,实现宽带信号的同相正交不平衡初始化校正,从而提升宽带无线通信系统的传输性能。此外,由于数字校准技术具有良好的灵活性,所以本发明还能够对接受到的基带信号的IQ不平衡参数进行估计和补偿,从而抑制镜像干扰信号的产生。

附图说明

[0052] 图1为本发明中一实施例提供的宽带信号同相正交不平衡校正方法的流程示意图;

[0053] 图2为本发明中一实施例提供的宽带信号同相正交不平衡初始化校正流程示意图;

[0054] 图3为本发明中一实施例提供的复数滤波器的电路原理示意图;

[0055] 图4为本发明中一实施例提供的宽带信号同相正交不平衡初始化校正电路示意图;

[0056] 图5为本发明中一实施例提供的宽带信号同相正交不平衡校正系统的硬件结构示意图。

具体实施方式

[0057] 以下通过特定的具体实例说明本发明的实施方式,本领域技术人员可由本说明书所揭露的内容轻易地了解本发明的其他优点与功效。本发明还可以通过另外不同的具体实施方式加以实施或应用,本说明书中的各项细节也可以基于不同观点与应用,在没有背离本发明的精神下进行各种修饰或改变。需说明的是,在不冲突的情况下,以下实施例及实施例中的特征可以相互组合。

[0058] 需要说明的是,本实施例中所提供的图示仅以示意方式说明本发明的基本构想,遂图式中仅显示与本发明中有关的组件而非按照实际实施时的组件数目、形状及尺寸绘制,其实际实施时各组件的型态、数量及比例可为一种随意的改变,且其组件布局型态也可能更为复杂。

[0059] 图1示出了本发明一实施例提供的宽带信号同相正交不平衡校正方法流程示意图。具体地,在一示范性实施例中,如图1所示,本实施例提供一种宽带信号同相正交不平衡

校正方法,该方法包括以下步骤:

[0060] S110,在宽带信号的通带范围内均匀选取N个频点,并基于每个频点的单音测试信号,获取对应的同相数字信号和正交数字信号;其中,N为自然数,例如可以是2的指数;作为示例,N可以是32、64、128等2的4次幂以上的指数。在本实施例或其他实施例中,同相数字信号也可以被称为I(in-phase)路数字信号,正交数字信号也可以被称为Q(quadrature)路数字信号。

[0061] S120,基于同相数字信号和正交数字信号生成频域滤波器系数,并对频域滤波器系数进行快速傅里叶逆变换,得到时域滤波器系数;

[0062] S130,在时域中根据时域滤波器系数构建复数滤波器,并利用复数滤波器对通带范围内的宽带信号进行同相正交不平衡校正。

[0063] 由此可知,本实施例提供了一种通过单音测试信号进行宽带信号同相正交不平衡初始化校正的方案,能够准确为宽带信号的同相正交不平衡参数进行补偿,实现宽带信号的同相正交不平衡初始化校正,从而提升宽带无线通信系统的传输性能。

[0064] 根据上述记载,在一示例性实施例中,步骤S120基于同相数字信号和正交数字信号生成频域滤波器系数的过程包括:对同相数字信号和正交数字信号进行预处理,并对完成预处理后的同相数字信号和正交数字信号进行快速傅里叶变换,分别得到同相数字信号的频域信号和正交数字信号的频域信号;其中,预处理包括:滤除直流分量、时域平均。基于同相数字信号的频域信号和正交数字信号的频域信号,计算相位不平衡参数和幅度不平衡参数。根据相位不平衡参数和幅度不平衡参数,计算频域滤波器系数。

[0065] 作为示例,在本实施例中,基于同相数字信号的频域信号和正交数字信号的频域信号,计算相位不平衡参数和幅度不平衡参数的过程包括:将同相数字信号的频域信号记为 $X_I(f)$,正交数字信号的频域信号记为 $X_Q(f)$;根据频域下 $X_I(f)$ 和 $X_Q(f)^*$ 的乘积 $X_I(f)X_Q(f)^*$ 、以及频域下 $X_I(f)$ 和 $X_I(f)^*$ 的乘积 $X_I(f)X_I(f)^*$,计算相位不平衡参数 $\varphi(f)$ 和幅度不平衡参数 $\alpha(f)$,有:令 $C(f) = X_I(f)X_Q(f)^*$,则相位不平衡参数 $\varphi(f) = \frac{\pi}{2} - \text{pha}(C(f))$,幅度不平衡参数 $\alpha(f) = \frac{\text{mag}(C(f))}{X_I(f)X_I(f)^*}$;其中, $X_I(f)^*$ 表示同相数字信号的频域信号的共轭, $X_Q(f)^*$ 表示正交数字信号的频域信号的共轭。

[0066] 作为示例,在本实施例中,根据相位不平衡参数和幅度不平衡参数,计算频域滤波器系数的过程包括:计算相位不平衡参数 $\varphi(f)$ 的正切值,有: $\tan(\varphi(f))$;以及,计算相位不平衡参数 $\varphi(f)$ 的余弦值,有: $\cos(\varphi(f))$;以及,计算幅度不平衡参数 $\alpha(f)$ 和相位不平衡参数 $\varphi(f)$ 的余弦值 $\cos(\varphi(f))$ 的乘积,有: $\alpha(f)\cos(\varphi(f))$;将 $\tan(\varphi(f))$ 和 $\alpha(f)\cos(\varphi(f))$ 作为频域滤波器系数。

[0067] 根据上述记载,在一示例性实施例中,步骤S110在宽带信号的通带范围内均匀选取N个频点,并基于每个频点的单音测试信号,获取对应的同相数字信号和正交数字信号的过程包括:将在宽带信号的通带范围内选取的频点的单音测试信号记为 $R(t)$;其中 $R(t) = 2A\sin(2\pi t(f+f_{L0})+\theta)$,式中,2A表示单音测试信号幅度,f表示待校准信号频率, f_{L0} 表示本振频率, θ 表示初始相位;在单音测试信号 $R(t)$ 经过信道传输后引入幅度不平衡参数和相位

不平衡参数,并将同时引入幅度不平衡参数和相位不平衡参数的信号作为正交数字信号,记为 $X_Q(t)$;以及,将未引入任何误差的信号作为同相数字信号,记为 $X_I(t)$;其中, $X_I(t) = A\sin(2\pi t f + \theta)$, $X_Q(t) = -\alpha(f)A\cos(2\pi t f + \theta + \varphi(f))$;式中, $\varphi(f)$ 表示相位不平衡参数, $\alpha(f)$ 表示幅度不平衡参数。

[0068] 根据上述记载,在一示例性实施例中,在获取同相数字信号和正交数字信号后,本实施例还可以包括:对同相数字信号和正交数字信号进行正交下变频,得到理想等效基带信号;有: $Z_I(t) = A\sin(2\pi t f + \theta)$; $Z_Q(t) = -A\cos(2\pi t f + \theta)$;式中, $Z_I(t)$ 表示同相数字信号的理想等效基带信号, $Z_Q(t)$ 表示正交数字信号的理想等效基带信号。

[0069] 如图2所示,在本发明另一示例实施例中,该实施例还提供一种宽带同相正交信号不平衡校正方法,包括以下步骤:

[0070] 步骤一,根据接收系统的采样频率 f_s 在通带范围内均匀选取 N 个频点,依次发送每个频点对应的单音测试信号;校正电路接收到的IQ两路数字信号为 $X_I(t)$ 和 $X_Q(t)$ 。其中, N 为自然数,例如可以是2的指数;作为示例, N 可以是32、64、128等2的4次幂以上的指数。作为示例,本实施例中的接收系统可以是零中频接收机系统。其中,校正电路如图4所示。

[0071] 步骤二,分别滤除IQ两路信号的直流分量,并对I路数字信号和Q路数字信号进行时域平均;

[0072] 步骤三,分别对I路信号和Q路信号进行快速傅里叶变换,得到 $X_I(f)$ 和 $X_Q(f)$ 的直角坐标形式;

[0073] 步骤四,在频域进行相关计算得到 $X_I(f)X_Q(f)^*$ 、 $X_I(f)X_I(f)^*$ 和 $C(f)$ 的直角坐标形式,并进行频域平均;

[0074] 步骤五,将 $C(f)$ 用转化为幅值相角形式,然后计算相位不平衡参数 $\varphi(f) = \frac{\pi}{2} - \text{pha}(C(f))$ 和幅度不平衡参数 $\alpha(f) = \frac{\text{mag}(C(f))}{X_I(f)X_I(f)^*}$;

[0075] 步骤六,根据复数滤波器的构建方式,得到 N 个(即 N 个频点的)频域滤波器系数。

[0076] 步骤七,通过快速傅里叶逆变换得到 N 个时域滤波器系数,在时域下完成复数滤波器的构建。

[0077] 步骤八,接收到的数字信号经过复数滤波器滤波后,完成IQ不平衡初始化校正。

[0078] 具体地,下面将介绍接收通路IQ不平衡问题的理论分析工作。

[0079] 如图3所示,发射的射频(RF)信号 $R(t)$ 经过信道传输后,在接收端分成IQ两路。其中I路作为参考,不引入任何误差,所有误差均在Q路引入,Q路信号的幅度不平衡系数和相位不平衡系数是相对I路信号的偏差,是相对值而不是绝对值。

[0080] 假设输入的单音测试信号为: $R(t) = 2A\sin(2\pi t(f+f_{L0}) + \theta)$,其中 $2A$ 为单音测试信号幅度, f 为待校准信号频率, f_{L0} 为本振频率, θ 为初始相位,则IQ两路经过正交下变频后得到的理想等效基带信号为: $Z_I(t) = A\sin(2\pi t f + \theta)$, $Z_Q(t) = -A\cos(2\pi t f + \theta)$;式中, $Z_I(t)$ 表示I路数字信号的理想等效基带信号, $Z_Q(t)$ 表示Q路数字信号的理想等效基带信号。

[0081] 接下来本实施例以I路为参考信号,在Q路引入幅度不平衡系数和相位不平衡系数。为进行宽带校正,相位不平衡系数和幅度不平衡系数都将具有频率 f 的特性。

[0082] 引入的幅度不平衡系数为 $\alpha(f)$,引入的相位不平衡系数为 $\varphi(f)$ 。得到待校准的IQ

两路信号为： $X_I(t) = A \sin(2\pi f t + \theta)$ 和 $X_Q(t) = -\alpha(f) A \cos(2\pi f t + \theta + \varphi(f))$ 。

[0083] 傅里叶变换后,用指数形式表示则有： $X_I(f) = M e^{j\phi(f)}$, M 是 $X_I(f)$ 的参考幅度, $\phi(f)$ 是 $X_I(f)$ 的参考相位。 $X_Q(f) = \alpha(f) M e^{j\left(\phi(f) + \varphi(f) - \frac{\pi}{2}\right)}$ 。

[0084] 令 $C(f) = X_I(f) X_Q(f)^*$, 则 $C(f) = \alpha(f) M^2 e^{j\left(\frac{\pi}{2} - \varphi(f)\right)}$; 由此可以得到相位不平衡参数 $\varphi(f)$ 和幅度不平衡参数 $\alpha(f)$ 分别为： $\varphi(f) = \frac{\pi}{2} - \text{pha}(C(f))$; $\alpha(f) = \frac{\text{mag}(C(f))}{X_I(f) X_I(f)^*}$ 。

[0085] 此外,下面将分析复数滤波器的构建方式。

[0086] 假设经过上述处理,还剩余部分幅度不平衡系数和相位不平衡系数的IQ两路信号分别为： $I = A \sin(\theta)$, $Q = -\alpha A \cos(\theta + \varphi)$ 。

[0087] 构建复数滤波器 $\left(\frac{1}{\alpha \cos \varphi} - j \tan \varphi\right)$ 滤波过程如下：

[0088]
$$(A \sin \theta - j \alpha A \cos(\theta + \varphi)) * \left(\frac{1}{\alpha \cos \varphi} - j \tan \varphi\right)$$

$$= \left(\frac{A \sin \theta}{\alpha \cos \varphi} - \alpha A \cos(\theta + \varphi) \tan \varphi\right) - j A \left(\sin \theta * \tan \alpha + \frac{\cos(\theta + \varphi)}{\cos \varphi}\right);$$

[0089] 经过滤波后本实施例只取Q路如下：

[0090]
$$X_Q(t) = -A \left(\sin \theta * \tan \varphi + \frac{\cos(\theta + \varphi)}{\cos \varphi}\right) = -A \cos \theta。$$

[0091] 可见,经复数滤波器滤波后,IQ两路完全正交。

[0092] 基于上述描述可知,本实施例中的复数滤波器电路原理如图3所示,构建的复数滤波器CFIR的频率响应如下： $CFIR(f) = \frac{1}{\alpha(f) \cos(\varphi(f))} - j \tan(\varphi(f))$ 。

[0093] 将频域滤波器系数通过快速傅里叶逆变换得到时域滤波器系数,IQ两路信号在时域下经复数滤波器滤波后,IQ两路信号完全正交。

[0094] 根据上述记载,在一个测试例中,为实现宽带IQ不平衡宽带校准,本实施例可以在频带范围内选择64个采样点,正负频点各32个;64个频点在整个通带范围内均匀分布,每次单独发送每个频点对应的辅助单音测试信号,每个单音信号产生一个频域滤波器系数,一共64个频域滤波器系数,经过IFFT(Inverse Fast Fourier Transform,快速傅里叶逆变换)之后得到64个时域滤波器系数,然后在时域构建复数滤波器对IQ数据进行校正,即而完成了对整个通道的IQ不平衡初始化校正。

[0095] 综上所述,本发明提供一种宽带信号同相正交不平衡校正方法,通过在宽带信号的通带范围内均匀选取N个频点,并基于每个频点的单音测试信号,获取对应的同相数字信号和正交数字信号;再基于同相数字信号和正交数字信号生成频域滤波器系数,并对频域滤波器系数进行快速傅里叶逆变换,得到时域滤波器系数;最后在时域中根据时域滤波器系数构建复数滤波器,并利用复数滤波器对通带范围内的宽带信号进行同相正交不平衡校

正。其中,N为自然数,例如可以是2的指数。由此可知,本方法提供了一种通过单音测试信号进行宽带信号同相正交不平衡初始化校正的方案,能够准确为宽带信号的同相正交不平衡参数进行补偿,实现宽带信号的同相正交不平衡初始化校正,从而提升宽带无线通信系统的传输性能。此外,由于数字阈校准技术具有良好的灵活性,所以本方法还能够对接受到的基带信号的IQ不平衡参数进行估计和补偿,从而抑制镜像干扰信号的产生。

[0096] 在本发明另一示例性实施例中,如图5所示,该实施例还提供了一种宽带信号同相正交不平衡校正系统,该系统包括有:

[0097] 观察模块510,用于接收同相数字信号和正交数字信号,并对同相数字信号和正交数字信号进行预处理,以及对完成预处理后的同相数字信号和正交数字信号进行快速傅里叶变换,分别得到同相数字信号的频域信号和正交数字信号的频域信号;其中,同相数字信号和正交数字信号在宽带信号的通带范围内均匀选取N个频点,并基于每个频点的单音测试信号得到;预处理包括:滤除直流分量、时域平均;其中,N为自然数,例如可以是2的指数;作为示例,N可以是32、64、128等2的4次幂以上的指数。

[0098] 分析模块520,用于根据同相数字信号的频域信号和正交数字信号的频域信号,计算相位不平衡参数和幅度不平衡参数;

[0099] 计算模块530,用于根据相位不平衡参数和幅度不平衡参数,计算频域滤波器系数;

[0100] 快速傅里叶逆变换模块540,用于对频域滤波器系数进行快速傅里叶逆变换,得到时域滤波器系数;以及,在时域中根据时域滤波器系数构建复数滤波器;

[0101] 复数滤波器550,用于对通带范围内的宽带信号进行同相正交不平衡校正。

[0102] 由此可知,本实施例提供了一种通过单音测试信号进行宽带信号同相正交不平衡初始化校正的方案,能够准确为宽带信号的同相正交不平衡参数进行补偿,实现宽带信号的同相正交不平衡初始化校正,从而提升宽带无线通信系统的传输性能。

[0103] 根据上述记载,在一示例性实施例中,分析模块520根据同相数字信号的频域信号和正交数字信号的频域信号,计算相位不平衡参数和幅度不平衡参数的过程包括:将同相数字信号的频域信号记为 $X_I(f)$,正交数字信号的频域信号记为 $X_Q(f)$;根据频域下 $X_I(f)$ 和 $X_Q(f)^*$ 的乘积 $X_I(f)X_Q(f)^*$ 、以及频域下 $X_I(f)$ 和 $X_I(f)^*$ 的乘积 $X_I(f)X_I(f)^*$,计算相位不平衡参数 $\varphi(f)$ 和幅度不平衡参数 $\alpha(f)$,有:令 $C(f) = X_I(f)X_Q(f)^*$,则相位不平衡参数

$\varphi(f) = \frac{\pi}{2} - \text{pha}(C(f))$,幅度不平衡参数 $\alpha(f) = \frac{\text{mag}(C(f))}{X_I(f)X_I(f)^*}$;其中, $X_I(f)^*$ 表示同相数字信号的频域信号的共轭, $X_Q(f)^*$ 表示正交数字信号的频域信号的共轭。

[0104] 根据上述记载,在一示例性实施例中,计算模块530根据相位不平衡参数和幅度不平衡参数,计算频域滤波器系数的过程包括:计算相位不平衡参数 $\varphi(f)$ 的正切值,有:

$\tan(\varphi(f))$;以及,计算相位不平衡参数 $\varphi(f)$ 的余弦值,有: $\cos(\varphi(f))$;以及,计算幅度不平衡参数 $\alpha(f)$ 和相位不平衡参数 $\varphi(f)$ 的余弦值 $\cos(\varphi(f))$ 的乘积,有: $\alpha(f)\cos(\varphi(f))$;将 $\tan(\varphi(f))$ 和 $\alpha(f)\cos(\varphi(f))$ 作为频域滤波器系数。

[0105] 根据上述记载,在一示例性实施例中,观察模块510在宽带信号的通带范围内均匀

选取N个频点,并基于每个频点的单音测试信号,获取对应的同相数字信号和正交数字信号的过程包括:将在宽带信号的通带范围内选取的频点的单音测试信号记为 $R(t)$;其中 $R(t) = 2A\sin(2\pi t(f+f_{L0})+\theta)$,式中, $2A$ 表示单音测试信号幅度, f 表示待校准信号频率, f_{L0} 表示本振频率, θ 表示初始相位;在单音测试信号 $R(t)$ 经过信道传输后引入幅度不平衡参数和相位不平衡参数,并将同时引入幅度不平衡参数和相位不平衡参数的信号作为正交数字信号,记为 $X_Q(t)$;以及,将未引入任何误差的信号作为同相数字信号,记为 $X_I(t)$;其中, $X_I(t) = A\sin(2\pi tf+\theta)$, $X_Q(t) = -\alpha(f)A\cos(2\pi f+\theta+\varphi(f))$;式中, $\varphi(f)$ 表示相位不平衡参数, $\alpha(f)$ 表示幅度不平衡参数。

[0106] 在本发明另一示例实施例中,该实施例还提供一种宽带同相正交信号不平衡校正系统,该系统包括IQ不平衡校正电路。本实施例中的IQ不平衡校正电路如图4所示。具体地,校正电路可以分为3个部分,分别为观测路径single:observe→analyze→calculate,IFFT模块和校正滤波器:CFIR。

[0107] 其中,观测路径single主要完成了对频点 f 单音信号的观测、不平衡参数提取和该频点的频域滤波器系数计算。

[0108] 观察模块observer用于完成IQ信号的观测功能,计算得到 f 频点处单音信号的 $X_I(f)X_Q(f)^*$ 和 $|X_I(f)|^2 = X_I(f) \times X_I(f)^*$ 值。其中,观察模块observe又可以分为DCC/TDA模块、FFT模块和SEP/FDA模块。其中DCC/TDA功能为滤除IQ两轮信号的直流分量并将I、Q两路数据进行时域平均。FFT模块将时域平均后的信号进行FFT运算,得到频域的信号数据,然后SEP/FDA模块计算所需的结果并进行频域平均。

[0109] 分析模块analyze将频点 f 的 $C(f)$ 转化为模值相角形式,然后计算这个频点的幅度不平衡参数和相位不平衡参数。

[0110] 计算模块calculate接收来自分析模块analyze的相位不平衡参数和幅度不平衡参数等信息,计算出校正滤波器CFIR的频域滤波器系数。

[0111] 快速傅里叶逆变换模块IFFT将频域滤波器系数转化为时域滤波器系数并送给校正滤波器使用,最后校正滤波器完成对IQ接收数据的校正。

[0112] 根据上述记载,具体地,对其中一对频点的处理过程如下:输入正频点单音测试信号,观察模块计算得到正频点的频域参数后,再输入对应的负频点单音测试信号,观察模块计算得到负频点的频域参数,然后观测通道接收正负频点的频域参数,完成了幅度不平衡系数和相位不平衡系数的计算,得到该频点的频域滤波器系数,经IFFT模块后的到该频点的时域滤波器系数,然后进行下一频点的滤波器系数计算。

[0113] 根据上述记载,在一个测试例中,为实现宽带IQ不平衡宽带校准,本实施例可以在频带范围内选择64个采样点,正负频点各32个;64个频点在整个通带范围内均匀分布,每次单独发送每个频点对应的辅助单音测试信号,每个单音信号产生一个频域滤波器系数,一共64个频域滤波器系数,经过IFFT之后得到64个时域滤波器系数,然后在时域构建复数滤波器对IQ数据进行校正,即而完成了对整个通道的IQ不平衡初始化校正。

[0114] 综上所述,本发明提供一种宽带信号同相正交不平衡校正系统,通过在宽带信号的通带范围内均匀选取N个频点,并基于每个频点的单音测试信号,获取对应的同相数字信号和正交数字信号;再基于同相数字信号和正交数字信号生成频域滤波器系数,并对频域滤波器系数进行快速傅里叶逆变换,得到时域滤波器系数;最后在时域中根据时域滤波器

系数构建复数滤波器,并利用复数滤波器对通带范围内的宽带信号进行同相正交不平衡校正。其中,其中,N为自然数,例如可以是2的指数。由此可知,本系统提供了一种通过单音测试信号进行宽带信号同相正交不平衡初始化校正的方案,能够准确为宽带信号的同相正交不平衡参数进行补偿,实现宽带信号的同相正交不平衡初始化校正,从而提升宽带无线通信系统的传输性能。此外,由于数字阈校准技术具有良好的灵活性,所以本系统还能够对接收到的基带信号的IQ不平衡参数进行估计和补偿,从而抑制镜像干扰信号的产生。

[0115] 需要说明的是,上述实施例所提供宽带信号同相正交不平衡校正系统与上述实施例所提供的宽带信号同相正交不平衡校正方法属于同一构思,其中各个模块执行操作的具体方式已经在方法实施例中进行了详细描述,此处不再赘述。上述实施例所提供的宽带信号同相正交不平衡校正系统在实际应用中,可以根据需要而将上述功能分配由不同的功能模块完成,即将系统的内部结构划分成不同的功能模块,以完成以上描述的全部或者部分功能,本处也不对此进行限制。所以,本发明有效克服了现有技术中的种种缺点而具高度产业利用价值。

[0116] 应当理解的是,尽管在本发明实施例中可能采用术语第一、第二、第三等来描述预设范围等,但这些预设范围不应限于这些术语。这些术语仅用来将预设范围彼此区分开。例如,在不脱离本发明实施例范围的情况下,第一预设范围也可以被称为第二预设范围,类似地,第二预设范围也可以被称为第一预设范围。

[0117] 上述实施例仅例示性说明本发明的原理及其功效,而非用于限制本发明。任何熟悉此技术的人士皆可在不违背本发明的精神及范畴下,对上述实施例进行修饰或改变。因此,举凡所属技术领域中具有通常知识者在未脱离本发明所揭示的精神与技术思想下所完成的一切等效修饰或改变,仍应由本发明的权利要求所涵盖。

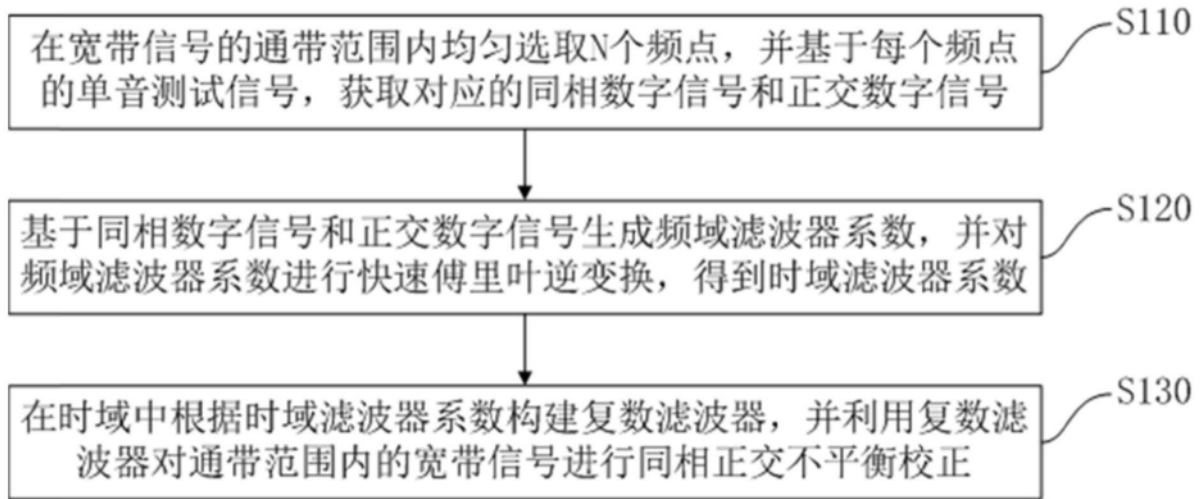


图1

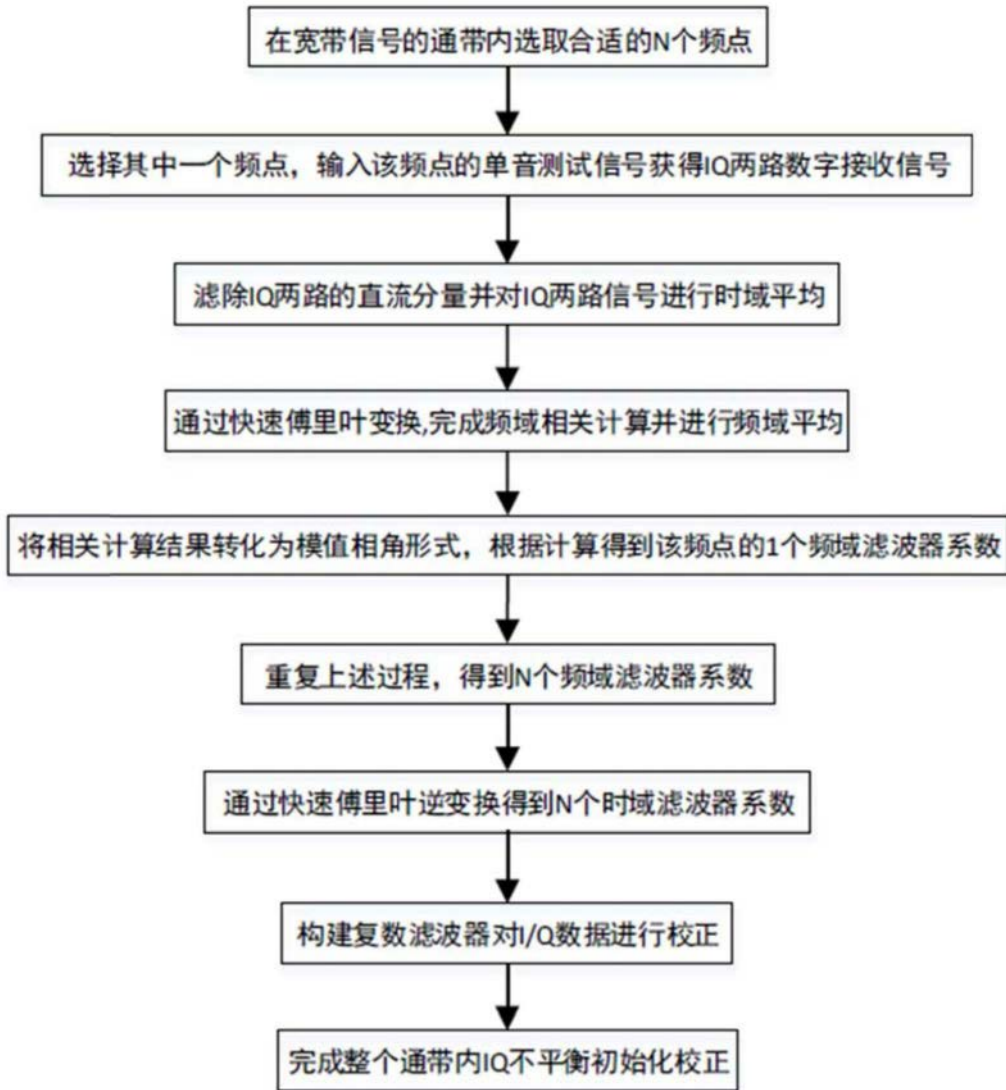


图2

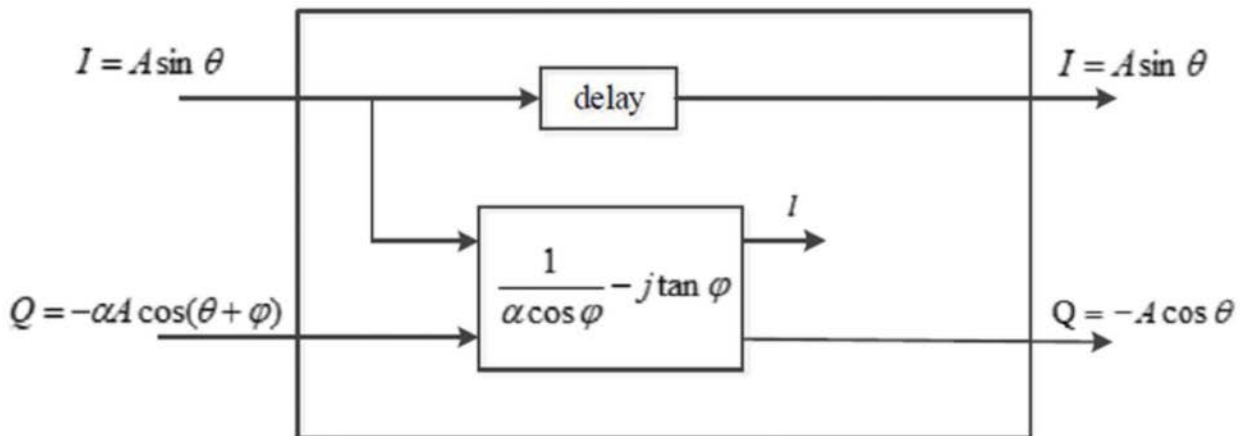


图3

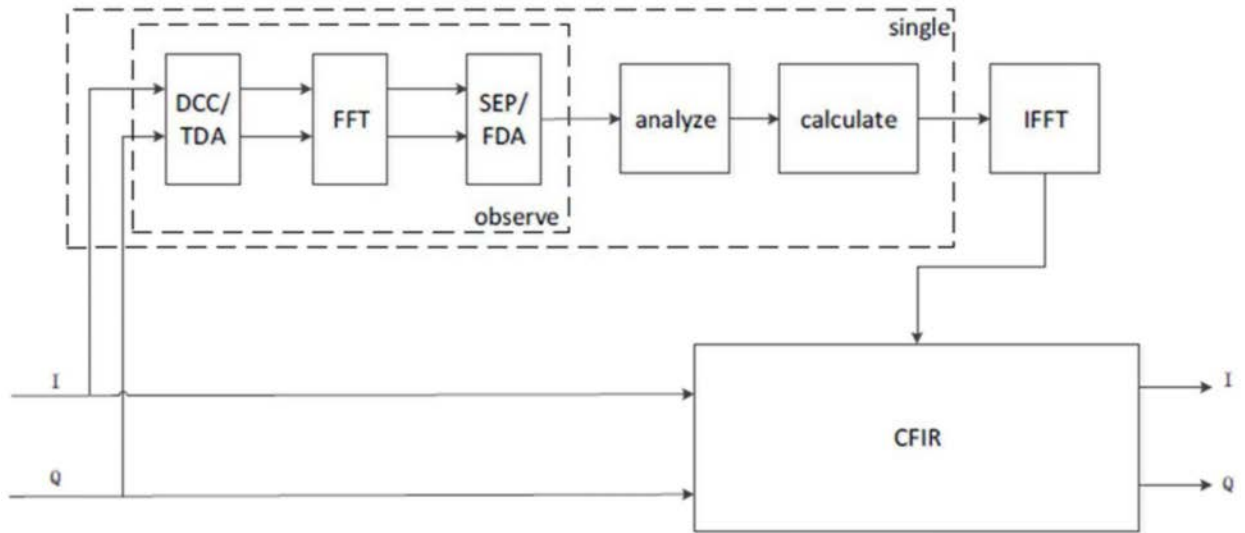


图4

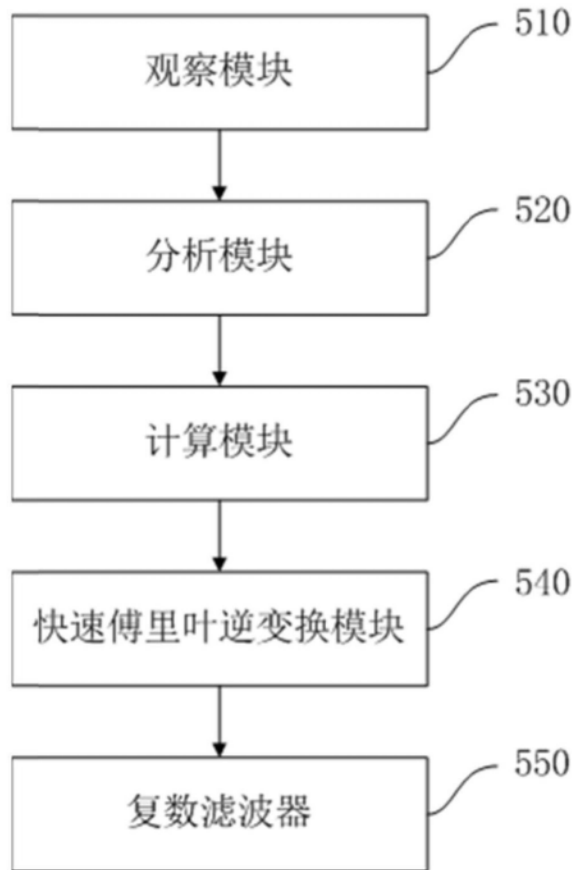


图5