



(12)发明专利

(10)授权公告号 CN 104980388 B

(45)授权公告日 2018.08.03

(21)申请号 201510169044.1

(22)申请日 2015.04.07

(65)同一申请的已公布的文献号
申请公布号 CN 104980388 A

(43)申请公布日 2015.10.14

(30)优先权数据
61/976,393 2014.04.07 US

(73)专利权人 美国亚德诺半导体公司
地址 美国马萨诸塞州

(72)发明人 安威 Y·斯坦

(74)专利代理机构 中国国际贸易促进委员会专
利商标事务所 11038

代理人 刘偶

(51)Int.Cl.

H04L 27/26(2006.01)

H04L 27/38(2006.01)

(56)对比文件

US 2013243131 A1,2013.09.19,

US 2004217753 A1,2004.11.04,

US 2009323861 A1,2009.12.31,

US 2012300818 A1,2012.11.29,

US 2012270516 A1,2012.10.25,

审查员 刘磊

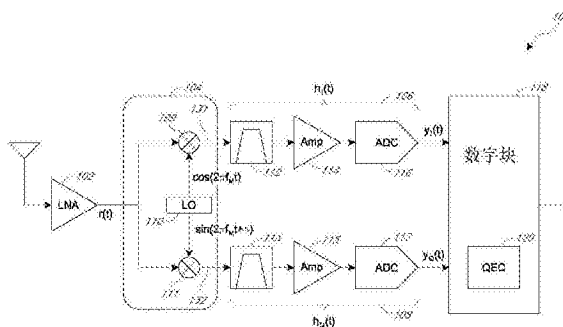
权利要求书2页 说明书11页 附图8页

(54)发明名称

用于窄带信号正交误差校正的系统和方法

(57)摘要

本发明涉及用于窄带信号正交误差校正的系统和方法。用于窄带或音频信号的正交误差校正的装置和方法被公开。模拟电路接收调制信号并分别在同相和正交相位信号通道中处理同相信号和正交相位信号。数字信号处理器在每个同相和正交相位信号上执行离散傅里叶变换并确定响应于失配特性的统计参数来估算正交误差校正。



1. 一种用于处理调制信号的装置,所述装置包括:

正交解调器,配置以接收所述调制信号并为第一信号通道产生同相信号和为第二信号通道产生正交相位信号;和

信号处理器,包括:

离散傅立叶变换模块,配置以基于来自所述第一信号通道的同相信号和来自所述第二信号通道的正交相位信号产生一个或多个频域值;

计算模块,配置以至少部分基于所述一个或多个频域值确定响应于所述同相信号和正交相位信号之间的一个或多个失配特性的多个统计参数;

分析模块,配置以基于所述多个统计参数确定所述一个或多个失配特性;和

校正模块,配置以基于所述一个或多个失配特性减少正交误差,

其中所述多个统计参数包括一个或多个期望值,所述一个或多个期望值指示所述同相信号和所述正交相位信号的一个或多个正、负频率分量之间的关系。

2. 如权利要求1所述的装置,其中所述调制信号是窄带信号或音频信号。

3. 如权利要求2所述的装置,其中所述调制信号是音频信号,并且所述信号处理器被进一步配置以至少部分基于所述同相信号和所述正交相位信号的频率分量的观测以确定性方式产生用于减少正交误差的参数。

4. 如权利要求1所述的装置,其中所述校正模块被配置以从所述分析模块接收参数并修改所述同相信号和/或所述正交相位信号以产生修改的同相信号和/或修改的正交相位信号来减少所述正交误差。

5. 如权利要求1所述的装置,其中所述一个或多个失配特性包括:

根据 $A(f) = \sqrt{\frac{R_{YY}(f) + R_{YY}(-f) - 2 \cdot \text{Re}(R_{YY-}(f))}{R_{YY}(f) + R_{YY}(-f) + 2 \cdot \text{Re}(R_{YY-}(f))}}$ 确定的增益失配 $A(f)$; 以及

根据 $\varphi(f) = \frac{1}{A(f)} \cdot \frac{-2 \cdot \text{Im}(R_{YY-}(f))}{R_{YY}(f) + R_{YY}(-f) + 2 \cdot \text{Re}(R_{YY-}(f))}$ 确定的相位失配 $\varphi(f)$,

其中 f 是调制信号的音频频率、中心频率或载波频率,

其中 $R_{YY}(f)$ 指示正频率分量的期望值,

其中 $R_{YY}(-f)$ 指示负频率分量的期望值,

其中 $R_{YY-}(f)$ 指示正频率分量和负频率分量的乘积的期望值。

6. 如权利要求1所述的装置,其中所述一个或多个失配特性包括相位失配和幅度失配中的至少一个。

7. 如权利要求6所述的装置,其中确定所述一个或多个失配特性包括近似所述一个或多个失配特性。

8. 如权利要求7所述的装置,其中近似包括线性近似。

9. 如权利要求1所述的装置,其中所述离散傅立叶变换模块被配置以基于戈泽尔算法处理产生所述一个或多个频域值。

10. 如权利要求1所述的装置,还包括具有带宽的带通滤波器,其中信道失配被分析模块视为常数。

11. 一种用于处理调制信号的方法,所述方法包括:

接收调制信号并为第一信号通道产生同相信号和为第二信号通道产生正交相位信号；
基于来自所述第一信号通道的同相信号和来自所述第二信号通道的正交相位信号，产生一个或多个频域值；

至少部分基于所述一个或多个频域值，确定响应于同相信号和正交相位信号之间的一个或多个失配特性的多个统计参数；

基于所述多个统计参数确定所述一个或多个失配特性；和

基于所述一个或多个失配特性校正同相信号和/或正交相位信号以减少正交误差，其中所述多个统计参数包括一个或多个期望值，所述一个或多个期望值指示所述同相信号和所述正交相位信号的一个或多个正、负频率分量之间的关系。

12. 如权利要求11所述的方法，其中所述调制信号是窄带信号或音频信号。

13. 如权利要求11所述的方法，其中所述调制信号是音频信号，并且产生所述一个或多个频域值包括至少部分基于所述同相信号和所述正交相位信号的频率分量的观测的确定性计算。

14. 如权利要求11所述的方法，其中校正所述调制信号包括接收所述一个或多个失配特性来修改所述同相信号和/或正交相位信号，并产生修改的同相信号和/或修改的正交相位信号来减少正交误差。

15. 如权利要求11所述的方法，其中所述一个或多个失配特性包括：

根据 $A(f) = \sqrt{\frac{R_{YY}(f) + R_{YY}(-f) - 2 \cdot \text{Re}(R_{YY-}(f))}{R_{YY}(f) + R_{YY}(-f) + 2 \cdot \text{Re}(R_{YY-}(f))}}$ 确定的增益失配 $A(f)$ ；以及

根据 $\varphi(f) = \frac{1}{A(f)} \cdot \frac{-2 \cdot \text{Im}(R_{YY-}(f))}{R_{YY}(f) + R_{YY}(-f) + 2 \cdot \text{Re}(R_{YY-}(f))}$ 确定的相位失配 $\varphi(f)$ ，

其中 f 是调制信号的音频频率、中心频率或载波频率，

其中 $R_{YY}(f)$ 指示正频率分量的期望值，

其中 $R_{YY}(-f)$ 指示负频率分量的期望值，

其中 $R_{YY-}(f)$ 指示正频率分量和负频率分量的乘积的期望值。

16. 如权利要求11所述的方法，其中所述一个或多个失配特性包括相位失配和幅度失配中的至少一个。

17. 如权利要求16所述的方法，其中一个或多个失配特性的确定包括近似所述一个或多个失配特性。

18. 如权利要求17所述的方法，其中近似包括线性近似。

19. 如权利要求11所述的方法，还包括基于戈泽尔算法处理产生所述一个或多个频域值。

20. 如权利要求11所述的方法，还包括用具有带宽的带通滤波器来滤波调制信号，其中，信道失配在所述带宽中视为常数来分析。

用于窄带信号正交误差校正的系统和方法

[0001] 相关专利的交叉引用

[0002] 本申请根据美国专利法第35条第119款第(e)项主张于2014年4月7日提交的美国临时专利号No.61/976,393的权益,其全部内容通过引用并入本文。

技术领域

[0003] 本发明一般涉及电子设备,并特别地,涉及窄带信号正交校正。

背景技术

[0004] 电子系统,如接收器可以使用同相(I)和正交相位(Q)信号处理,因为各种无线通信协议取决于I/Q信号处理。当在接收器中处理I/Q信号时,由于各种缺陷和不对称正交误差经常发生。为了给窄带或音频信号校正正交误差,音频校准方法可以被使用。然而,这种方法不能提供实时解决方案,且可能无法适应环境条件的变化。

发明内容

[0005] 本发明的系统、方法和设备每个都具有几个方面,没有单独的一个方面独自负责它所需的属性。

[0006] 一个实施方案包括用于处理调制信号的装置,该装置包括配置以接收调制信号并为第一信号通道产生同相信号和为第二信号通道产生正交相位信号的正交解调器,和包括配置以产生基于来自第一通道的同相信号和来自第二通道的正交相位信号的一个或多个频域值的离散傅立叶变换模块的信号处理器,配置以确定至少部分基于一个或多个频域值的同相信号和正交相位信号之间的响应于一个或多个失配特性的多个统计参数的计算模块,配置以确定基于多个统计参数的一个或多个失配的特性的分析模块,和配置以减少基于一个或多个失配的特性的正交误差的校正模块。

[0007] 另一个实施方案包括用于处理调制信号的方法,该方法包括接收调制信号并为第一信号通道产生同相信号和为第二信号通道产生正交相位信号,产生基于来自第一通道的同相信号和来自第二通道的正交相位信号的一个或多个频域值,确定至少部分基于一个或多个频域值的同相信号和正交相位信号之间的响应于一个或多个失配特性的多个统计参数,确定基于多个统计参数的一个或多个失配特性,并校正基于一个或多个失配特性的同相信号和/或正交相位信号来减少正交误差。

附图说明

[0008] 本文这些附图和相关的描述被提供来说明本发明的实施方案,并不旨在是限制性的。

[0009] 图1是示出了根据一个实施方案的具有窄带信号正交校正的示例接收器系统的示意性框图。

[0010] 图2是示出了根据一个实施方案的示例正交误差估算器和校正器的示意性框图。

- [0011] 图3A是示出了根据一个实施方案的示例统计模块的示意性框图。
- [0012] 图3B是示出了根据一个实施方案的示例校正模块的示意性框图。
- [0013] 图4A是示出了示例模拟信道幅度误差的曲线图。
- [0014] 图4B是示出了示例模拟信道相位误差校正的曲线图。
- [0015] 图5A是示出了误差校正之前的示例信号频谱的曲线图。
- [0016] 图5B是示出了根据一个实施方案的正交误差校正之后的示例信号频谱的曲线图。
- [0017] 图6是示出了根据一个实施方案的正交误差校正前后之间的示例图像抑制比的曲线图。

具体实施方式

[0018] 在下文中参照附图,新颖的系统、装置和方法的各方面被更充分地描述。然而,本公开可以以许多不同的形式被体现,并且不应被理解为限制本公开中提出的任何特定结构或功能。而是,提供这些方面以使得本公开将是彻底的和完整的,并且将充分地传达本公开的范围给本领域那些技术人员。基于本文的教导本领域技术人员应当领会,本公开的范围旨在涵盖本文公开的新颖的系统、装置,和方法的任何方面,无论是独立实现的还是结合任何其它方面。例如,使用本文所阐述的方面的任何数目,装置可以被实现或方法可以被实施。另外,该范围旨在涵盖使用其它结构、功能,或者结构和功能,除了或不同于本文所阐述的各种方面被实施的这样的装置或方法。应当理解的是,本文公开的任何方面可以通过权利要求的一个或多个要素来被体现。

[0019] 尽管具体的方面在本文中被描述,但是这些方面的许多变化和置换落入本公开的范围之内。尽管优选方面的一些益处和优点被提到,但是本公开的范围并不旨在被限定于特定的益处、用途或目标。而是,本公开的方面旨在广泛地适用于不同的有线和无线技术、系统配置、网络,包括光纤网络、硬盘,和传输协议,其中的一些通过示例的方式在附图中和优选的方面的以下描述中被说明。详细的描述和附图仅仅是本公开的说明性的,而不是限制性的,本公开的范围通过所附权利要求及其等同物被限定。

[0020] 参照图1,具有窄带信号正交校正的示例接收器系统将在下面被描述。接收器系统100可包括低噪声放大器(LNA)102、正交解调器104、同相信号通道106、正交相位信号通道108、数字块118,和正交误差校正器(QEC)120。正交解调器104可以进一步包括本地振荡器(LO)110、混频器109、111,并且同相信号通道106和正交相位信号通道108的每个可以包括滤波器112或113、放大器114或115,和模拟到数字转换器(ADC)116或117。

[0021] 在一个实施方案中,LNA 102可放大其输入信号,并产生输出 $r(t)$,这可能是调制信号。该调制信号可进一步表示为 $r(t) = 2\text{Re}[z(t) e^{j2\pi f_c t}] = z(t) e^{j2\pi f_c t} + z^*(t) e^{-j2\pi f_c t}$,其中 $z(t) = z_I(t) + jz_Q(t)$ 可以是基带信号且 f_c 为载波频率。调制信号 $r(t)$ 可以是具有,例如,25千赫兹(kHz)带宽的窄带信号,或具有单一频率的音频信号。信号带宽的范围可以从0到50kHz具体取决于IEEE 802.15.4g。正交解调器104可被配置为直接下变频器。在替代实施方案中,正交解调器104可跟随单独的下变频器被用在中间频率通道。正交解调器104可以通过混合调制信号与由LO110产生的信号来产生同相混频器的输出131和正交相位混频器的输出132。在这个示例中,同相混频器的输出131是通过混合调制信号 $r(t)$ 与同相振荡信号 $\cos(2\pi f_m t)$ 产生的,及正交相位混频器的输出132是通过混合调制信号 $r(t)$ 与正交相位

振荡信号 $\sin(2\pi f_{Mt} + \phi)$ 产生的。理想地, L0110产生同相振荡信号和正交相位振荡信号,两者之间有90度的相位差。例如,第一振荡信号可被产生,并且第二振荡器信号可以是第一振荡信号的相移版本。同相振荡器信号和由 L0110产生的正交相位振荡信号之间的相对相位误差或失配在正交相位振荡信号 $\sin(2\pi f_{Mt} + \phi)$ 中被建模为 ϕ 。理想地,相对相位误差 ϕ 为零。同相振荡器信号和正交相位振荡信号还可以具有相对幅度误差或失配,并且这种幅度失配可被建模为乘数 g_{L0} (未示出)给正交相位振荡信号。建模正交误差的其他方法将是适用的。

[0022] 同相混频器的输出131可以被进一步处理,通过同相信号通道106中的滤波器112、放大器114,和ADC116。类似地,正交相位混频器的输出 132可以被进一步处理,通过正交相位信号通道108中的滤波器113、放大器115,和ADC117。在同相和正交相位信号通道106和108的每个中的过滤器112或113可以是具有200kHz截止频率的低通滤波器或具有50到150kHz通带的带通滤波器,例如,从RF信号中分离解调基带信号,并防止混叠。带通滤波器的通带或带宽可以被选择,使得带宽内的信道失配可以是恒定的。示例带宽可以是100kHz。在同相和正交相位信号通道106 和108的每个中的放大器114或者115可以放大滤波器112或113的输出,并且在同相和正交相位信号通道106和108的每个中的ADC116或117可将放大器114或115的模拟输出转换为数字信号。在一些实施方案中,放大器114或115的输出可以是电流,且ADC116、117可以有电流输入。在这个示例中,同相信号通道106的时域函数被表示为 $h_I(t)$,且正交相位信号通道108的时域函数被表示为 $h_Q(t)$ 。由于同相信号通道106和正交相位信号通路108的电气特性在实际接收器中通常是不相同的,所以除了来自先前描述的正交解调器104的幅度和相位误差,都可在 $h_I(t)$ 和 $h_Q(t)$ 之间有附加失配。在 $h_I(t)$ 和 $h_Q(t)$ 之间的相对失配可被表示为单一的时域函数 $h_D(t)$ 。来自同相信号通道106的信号可以是数字块118的同相信号输入,且来自正交相位信号通道108的信号可以是数字块118的正交相位信号输入。在这个示例中,同相信号的时域函数被表示为 $y_I(t)$ 且正交相位数字信号的时域函数被表示为 $y_Q(t)$ 。

[0023] 在这个示例中,数字块118的一般输入信号 $y(t)$ 可在如下时域被建模:

$$y(t) = y_I(t) + jy_Q(t)$$

$$\begin{aligned} [0024] \quad &= z_I(t) + j \left(\cos(\phi) z_Q(t) - \sin(\phi) z_I(t) \right) \otimes h_D(t) \\ &= z(t) \otimes g_1(t) + z^*(t) \otimes g_2(t) \end{aligned}$$

$$g_1(t) = \frac{1}{2} \left(1 + e^{-j\phi} h_D(t) \right),$$

$$[0025] \quad \text{其中} \quad g_2(t) = \frac{1}{2} \left(1 - e^{j\phi} h_D(t) \right), \text{且}$$

$$h_D(t) = h_Q(t) \otimes h_I^{-1}(t)。$$

[0026] 因此,数字块118的输入 $Y(f)$ 的频域模型如下:

$$[0027] \quad Y(f) = Z_I(f) + j(\cos(\phi) Z_Q(f) - \sin(\phi) Z_I(f)) H_D(f)$$

$$[0028] \quad = Z(f) G_1(f) + Z^*(-f) G_2(f)$$

$$G_1(f) = \frac{1}{2} \left(1 + e^{-j\phi} H_D(f) \right),$$

[0029] 其中 $G_2(f) = \frac{1}{2} \left(1 - e^{j\phi} H_D(f) \right)$, 且

$$H_D(f) = H_Q(f)/H_I(f).$$

[0030] 如上面所讨论的, 调制信号可以是窄带信号或音频信号。例如, 如果调制信号是音频信号, 那么信号 $z(t)$ 可在如下时域中被建模, 其中 $r(t) = 2\text{Re}[z(t) e^{j2\pi f_c t}] = z(t) e^{j2\pi f_c t} + z(t)^* e^{-j2\pi f_c t}$ 且 $z(t) = z_I(t) + jz_Q(t)$ 可以是基带信号, 且 f_c 为载波频率。

[0031] $z(t) = z_I(t) + jz_Q(t)$

[0032] $= \cos(\omega t + \xi) + j\sin(\omega t + \xi)$

[0033] 其中, $\omega = 2\pi f_c$,

[0034] f_c 为载波频率, 且

[0035] ξ 为基带信号 $z(t)$ 的相位。

[0036] 对于音频, 相对失配函数 $h_D(t)$ 的作用是给音频增加额外的失配相位 θ 和失配增益 A 。信号 $y(t)$ 变成,

[0037]
$$y(t) = \cos(\omega t + \xi) + jA(\cos(\phi)\sin(\omega t + \xi + \theta) - \sin(\phi)\cos(\omega t + \xi + \theta))$$

$$= \cos(\omega t + \xi) + jA\sin(\omega t + \xi + \theta - \phi)$$

[0038] $= \cos(\omega t + \xi) + jA\sin(\omega t + \xi - \varphi)$

$$= \cos(\omega t + \xi) + jA\cos(\varphi)(\sin(\omega t + \xi) - \tan(\varphi)\cos(\omega t + \xi))$$

[0039] 其中, $\varphi = \phi - \theta$ 是组合的相位失配。类似地建模的音频信号的进一步分析, 在下面结合图3A和3B被讨论。

[0040] 取如上述建模的输入信号, 数字块118可进一步处理其输入信号, 在他们作为输入提供给QEC120之前。QEC120可以被配置以处理输入信号来估算上面的参数 A 和 φ 。QEC120将在以后结合图2、3A和3B更详细地被描述。

[0041] 参照图2, 图1中的正交误差校正器(QEC)120将在下面被描述。该QEC120可以包括预校正信号通道202、误差估算块206, 和校正块212。误差估算块206可进一步包括频率变换块204、统计模块208, 以及分析模块210。如后面将要解释的, 分析模块210估算参数 A 和 φ , 它们作为输入提供给在输入信号 $y(t)$ 中用于正交误差校正的校正块212。

[0042] 在一个实施方案中, 频率变换块204可以有利地是可使用戈泽尔(Goertzel)算法的离散傅立叶变换(DFT)块。在替代实施方案中, 频率变换块204可使用快速傅立叶变换(FFT)。对于本文公开的技术, DFT的计算在计算上更有效且消耗较少的芯片面积, 从而降低成本。时域信号可以被划分成段, 每段的长度可以由所需的频域分辨率确定。该频率变换块204可输出对应于音频或窄带信号的频率的值和如所需频率的相反符号的图象频率。如在结合图1所讨论的示例中, 信号 $y(t)$ 的频域表示可以是 $Y(f)$; 因此, 频率变换块的输出可以根据 $Y(f)$ 和 $Y(-f)$ 被表示。如果所需的音频或窄带信号在频率 f_0 , 那么感兴趣的值可被表示为 $Y(f_0)$ 和 $Y(-f_0)$ 。

[0043] 基于这个示例中的频域模型, 信噪比(SNR)和图像抑制比(IRR)可以被表示如下:

$$[0044] \quad SNR(f) = \frac{E[|Z(f)G_1(f)|^2]}{E[|Z^*(-f)G_2(f)|^2]} = \frac{\sigma^2(f)|G_1(f)|^2}{\sigma^2(-f)|G_2(f)|^2}$$

$$[0045] \quad IRR(f) = \frac{E[|Z(f)G_1(f)|^2]}{E[|Z^*(f)G_2(-f)|^2]}$$

[0046] 其中 $\sigma^2(f)$ 是 $Z(f)$ 的方差。

[0047] 统计模块208可以从频率变换块204接收频域值并确定同相信号 $y_I(t)$ 和正交相位信号 $y_Q(t)$ 的失配特性的有代表性的一个或多个统计参数。分析模块取一个或多个统计参数来确定失配增益 A 和导致来自正交解调器104和结合图1所讨论的同相和正交相位信号通道106和108的失配的组合相位失配相位 ϕ 。统计模块208和分析模块210在下面结合图3A和3B进一步详细地被描述。

[0048] 参照图3A,图2中的统计模块208将在下面被描述。统计模块208可以接收正频率输入302和负频率输入304。正频率输入302可以通过共轭器306被处理以产生正频率输入302的复共轭,且负频率输入304可以通过共轭器308被处理以产生负频率输入304的复共轭。用正、负频率输入302和304所确定的复共轭,正、负频率输入302和304的平方幅度值可以由每个频率输入的复共轭的乘积被确定。正、负频率的输入302和304的结果也可被执行。

[0049] 仍参照图3A,累加器310可累加正、负频率输入302和304的平方幅度值以及正、负频率输入302和304的结果来确定每个期望值。用于累加的时间间隔可以基于噪声电平和模拟信道的变化速度变化。这些期望值可以构成可在上面的示例中响应于同相信号 $y_I(t)$ 和正交相位信号 $y_Q(t)$ 之间的失配的多个统计参数。这些预期值可被表示为 $R_{YY}(f)$ 、 $R_{YY}(-f)$ 和 $R_{YY}(-f)$,且可被计算如下:

$$\begin{aligned}
 & R_{YY}(f) = E[|Y(f)|^2] \\
 & = E[(Z(f)G_1(f) + Z^*(-f)G_2(f))(Z^*(f)G_1^*(f) + Z(-f)G_2^*(f))] \\
 & = \sigma^2(f)G_1(f)G_1^*(f) + \sigma^2(-f)G_2(f)G_2^*(f) \\
 [0050] \quad & = \frac{\sigma^2(f)}{4}(1 + e^{-j\phi}H_D(f) + e^{j\phi}H_D^*(f) + |H_D(f)|^2) \\
 & \quad + \frac{\sigma^2(-f)}{4}(1 - e^{j\phi}H_D(f) - e^{-j\phi}H_D^*(f) + |H_D(f)|^2) \\
 & = \frac{\sigma^2(f)}{4}(1 + 2A(f)\cos(\theta(f) - \phi) + A(f)^2) \\
 & \quad + \frac{\sigma^2(-f)}{4}(1 - 2A(f)\cos(\theta(f) + \phi) + A(f)^2) \\
 & R_{YY}(-f) = E[|Y(-f)|^2] \\
 [0051] \quad & = \frac{\sigma^2(-f)}{4}(1 + 2A(f)\cos(\theta(f) + \phi) + A(f)^2) \\
 [0052] \quad & + \frac{\sigma^2(f)}{4}(1 - 2A(f)\cos(\theta(f) - \phi) + A(f)^2)
 \end{aligned}$$

[0053]

$$\begin{aligned}
R_{YY-}(f) &= E[Y(f)Y(-f)] \\
&= E[(Z(f)G_1(f) + Z^*(-f)G_2(f))(Z(-f)G_1(-f) + Z^*(f)G_2(-f))] \\
&= \sigma^2(f)G_1(f)G_2(-f) + \sigma^2(-f)G_1(-f)G_2(f) \\
&= \sigma^2(f)\frac{1}{2}(1 + e^{-j\phi}H_D(f))\frac{1}{2}(1 - e^{j\phi}H_D(-f)) \\
&\quad + \sigma^2(-f)\frac{1}{2}(1 + e^{-j\phi}H_D(-f))\frac{1}{2}(1 - e^{j\phi}H_D(f)) \\
&= \frac{\sigma^2(f)}{4}(1 + e^{-j\phi}H_D(f) - e^{j\phi}H_D^*(f) - |H_D(f)|^2) \\
&\quad + \frac{\sigma^2(-f)}{4}(1 + e^{-j\phi}H_D^*(f) - e^{j\phi}H_D(f) - |H_D(f)|^2) \\
&= \frac{\sigma^2(f)}{4}(1 - A^2(f) + j2A(f)\sin(\theta(f) - \phi)) \\
&\quad + \frac{\sigma^2(-f)}{4}(1 - A^2(f) - j2A(f)\sin(\theta(f) + \phi)) \\
&= \frac{\sigma^2(f) + \sigma^2(-f)}{4}(1 - A^2(f)) \\
&\quad + j\frac{A(f)^2}{2}(\sigma^2(f)\sin(\theta(f) - \phi) + \sigma^2(-f)\sin(-\theta(f) - \phi)) \\
&= \frac{\sigma^2(f) + \sigma^2(-f)}{4}(1 - A^2(f)) \\
&\quad + j\frac{A(f)^2}{2}(\sigma^2(f)\sin(\theta(f) - \phi) + \sigma^2(-f)\sin(\theta(f) - \phi - 2\theta(f))) \\
&\approx \frac{\sigma^2(f) + \sigma^2(-f)}{4}(1 - A^2(f)) \\
&\quad + j\frac{A(f)^2}{2}((\sigma^2(f) + \sigma^2(-f))\sin(\theta(f) - \phi) - \sigma^2(-f)\cos(\theta(f) - \phi) \cdot 2\theta(f))
\end{aligned}$$

[0054] 其中, $R_{YY-}(f)$ 使用线性近似被估算, 例如 $\sin(x) \approx x$ 和 $\cos(x) \approx 1$ 。假设所需信号在频率 $-f$ 和阻塞在频率 f , 如果所需信号 $\sigma^2(-f)$ 的功率相对大, 那么实现高 IRR 没有必要保持所需信噪比。当 $\sigma^2(-f)$ 相对小, $\theta(f) - \phi$ 的准确估算是合适的, 并且众所周知, $\theta(f)$ 比 ϕ 小得多。因此, 假设相对小的 $\sigma^2(-f) \approx 0$, 并且进一步运用线性近似, $R_{YY-}(f)$ 可进一步被估算如下:

[0055]

$$\begin{aligned}
R_{YY-}(f) &= E[Y(f)Y(-f)] \\
&\approx \frac{\sigma^2(f) + \sigma^2(-f)}{4}(1 - A^2(f)) + j\frac{A(f)^2}{2}((\sigma^2(f) + \sigma^2(-f))(\theta(f) - \phi)) \\
&= \frac{\sigma^2(f) + \sigma^2(-f)}{4}(1 - A^2(f)) + j\frac{A(f)^2}{2}((\sigma^2(f) + \sigma^2(-f))\varphi)
\end{aligned}$$

[0056] 其中 φ 是来自 L0110 (图1) 和在上面结合图1所讨论的基带相位误差的组合相位失配。

[0057] 在这个示例中, $R_{YY}(f)$ 312、 $R_{YY}(-f)$ 316和 $R_{YY-}(f)$ 314的值可被作为输入提供给来自统计模块208的分析模块210(图2)。分析模块210(图2) 可以进一步计算在上面结合图1所讨论的参数A和 φ 的估算值如下:

$$[0058] \quad A(f) = \sqrt{\frac{R_{YY}(f) + R_{YY}(-f) - 2 \cdot \text{Re}(R_{YY-}(f))}{R_{YY}(f) + R_{YY}(-f) + 2 \cdot \text{Re}(R_{YY-}(f))}}$$

$$[0059] \quad \varphi(f) = \frac{1}{A(f)} \cdot \frac{-2 \cdot \text{Im}(R_{YY-}(f))}{R_{YY}(f) + R_{YY}(-f) + 2 \cdot \text{Re}(R_{YY-}(f))}$$

[0060] 对于音频信号,参数A和 φ 可以如上面讨论的被确定性地计算。对于窄带信号,参数A和 φ 可以被统计地计算。用于窄带信号A和 φ 的统计计算,然而,可以被简化,因为这个窄带实现不必将频率变换模块与宽频范围合并。用于音频信号A和 φ 所得到的表达式也可以适用于如下面进一步讨论的窄带信号。

[0061] 对于窄带信号,其具有围绕其中心或载波频率 f_c 的窄带宽,分别渲染 $R_{YY}(f)$ 312、 $R_{YY}(-f)$ 316和 $R_{YY-}(f)$ 314的值近似为常数, $R_{YY}(f)$ 312、 $R_{YY}(-f)$ 316和 $R_{YY-}(f)$ 314。用如上面所讨论的 $\sigma^2(-f_c) = 0$ 的假设,用于窄带信号的统计可以被简化如下:

$$[0062] \quad R_{YY}(f_c) = \frac{\sigma^2(f_c)}{4} (1 + 2A(f_c) \cos(\theta(f_c) - \varphi) + A(f_c)^2)$$

$$[0063] \quad R_{YY}(-f_c) = \frac{\sigma^2(f_c)}{4} (1 - 2A(f_c) \cos(\theta(f_c) - \varphi) + A(f_c)^2)$$

$$[0064] \quad R_{YY-}(f_c) \approx \frac{\sigma^2(f_c)}{4} (1 - A^2(f_c)) + jA(f_c) \frac{\sigma^2(f_c)}{2} (\theta(f_c) - \varphi)$$

[0065] 对于音频信号, $\mathbf{x}(t) = \sigma(f_c) e^{j(2\pi f_c t + \xi)}$,有频率 f_c 、正交误差的复数格式可以是如下:

$$[0066] \quad \begin{aligned} \mathbf{y}(t) &= y_1(t) + jy_2(t) \\ &= \sigma(f_c) \cos(2\pi f_c t + \xi) + jA(f_c) \sigma(f_c) \sin(2\pi f_c t + \xi - \varphi) \end{aligned}$$

[0067] 其中 $\sigma(f_c)$ 是音频信号的幅度, ξ 是初始相位,及 $A(f_c)$ 是I和Q信道之间的幅度失配。组合相位失配 $\varphi = \phi - \theta(f_c)$ 包括频率独立相位失配 ϕ 和频率相关相位失配 $\theta(f_c)$ 。

[0068] 上面用于音频信号的信号 $\mathbf{y}(t)$ 可相对于上面结合图1所讨论的 $g_1(t)$ 和 $g_2(t)$ 进一步被表示如下:

[0069]

$$\begin{aligned}
y(t) &= y_I(t) + jy_Q(t) \\
&= \sigma(f_c) \cos(2\pi f_c t + \xi) + j A(f_c) \sigma(f_c) \sin(2\pi f_c t + \xi - \varphi) \\
&= \frac{\cos(2\pi f_c t + \xi) + j A(f_c) \sin(2\pi f_c t + \xi - \varphi)}{2} \sigma(f_c) + \text{conj} \left(\frac{\cos(2\pi f_c t + \xi) - j A(f_c) \sin(2\pi f_c t + \xi - \varphi)}{2} \sigma(f_c) \right) \\
&= \frac{e^{j(2\pi f_c t + \xi)} + e^{-j(2\pi f_c t + \xi)} + A(f_c) (e^{j(2\pi f_c t + \xi - \varphi)} - e^{-j(2\pi f_c t + \xi - \varphi)})}{4} \sigma(f_c) + \\
&\text{conj} \left(\frac{e^{j(2\pi f_c t + \xi)} + e^{-j(2\pi f_c t + \xi)} - A(f_c) (e^{j(2\pi f_c t + \xi - \varphi)} - e^{-j(2\pi f_c t + \xi - \varphi)})}{4} \sigma(f_c) \right) \\
&= \frac{(1 + A(f_c) e^{-j\varphi}) e^{j(2\pi f_c t + \xi)} + (1 - A(f_c) e^{j\varphi}) e^{-j(2\pi f_c t + \xi)}}{4} \sigma(f_c) + \\
&\text{conj} \left(\frac{(1 - A(f_c) e^{-j\varphi}) e^{j(2\pi f_c t + \xi)} + (1 + A(f_c) e^{j\varphi}) e^{-j(2\pi f_c t + \xi)}}{4} \sigma(f_c) \right) \\
&= \frac{(1 + A(f_c) e^{-j\varphi}) e^{j(2\pi f_c t + \xi)} + (1 - A(f_c) e^{j\varphi}) e^{-j(2\pi f_c t + \xi)}}{4} \sigma(f_c) + \\
&\frac{(1 - A(f_c) e^{-j\varphi}) e^{-j(2\pi f_c t + \xi)} + (1 + A(f_c) e^{j\varphi}) e^{j(2\pi f_c t + \xi)}}{4} \sigma(f_c) \\
&= \frac{(2 + 2A(f_c) e^{-j\varphi}) e^{j(2\pi f_c t + \xi)} + (2 - 2A(f_c) e^{j\varphi}) e^{-j(2\pi f_c t + \xi)}}{4} \sigma(f_c) \\
&= \frac{1}{2} (1 + A(f_c) e^{-j\varphi}) \sigma(f_c) e^{j(2\pi f_c t + \xi)} + \frac{1}{2} (1 - A(f_c) e^{j\varphi}) \sigma(f_c) e^{-j(2\pi f_c t + \xi)} \\
&= \frac{1}{2} (1 + A(f_c) e^{-j(\phi - \theta(f_c))}) \sigma(f_c) e^{j(2\pi f_c t + \xi)} + \frac{1}{2} (1 - A(f_c) e^{j(\phi - \theta(f_c))}) \sigma(f_c) e^{-j(2\pi f_c t + \xi)}
\end{aligned}$$

[0070] 其中, 如上面所讨论的 $\varphi = \phi - \theta(f_c)$, $\frac{1}{2}(1 + A(f_c) e^{-j(\phi - \theta(f_c))})$ 是在频率 f_c 的 g_1

(t) 的响应, 及 $\frac{1}{2}(1 - A(f_c) e^{j(\phi - \theta(f_c))})$ 是在频率 $-f_c$ 的 $g_2(t)$ 的响应。y(t) 的频域表示如下:

$$[0071] \quad Y(f) = \delta(f - f_c) \sigma(f_c) e^{j\phi} G_1(f_c) + \delta(f + f_c) \sigma(f_c) e^{-j\phi} G_2(-f_c)$$

$$[0072] \quad \text{其中, } G_1(f_c) = \frac{1}{2}(1 + A(f_c) e^{-j(\phi - \theta(f_c))}) \text{ 和 } G_2(-f_c) = \frac{1}{2}(1 - A(f_c) e^{j(\phi - \theta(f_c))})。$$

[0073] 基于上面所讨论的音频信号的 Y(f), 音频信号的统计可被计算如下:

$$R_{YY}(f_c) = Y(f_c) \cdot Y^*(f_c)$$

$$\begin{aligned}
[0074] \quad &= \sigma(f_c) e^{j\phi} G_1(f_c) \cdot \text{conj}(\sigma(f_c) e^{j\phi} G_1(f_c)) \\
&= \frac{\sigma^2(f_c)}{4} (1 + A(f_c) e^{-j(\phi - \theta(f_c))}) \cdot (1 + A(f_c) e^{j(\phi - \theta(f_c))})
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
&= \frac{\sigma^2(f_c)}{4} (1 + A(f_c)e^{-j(\phi-\theta(f_c))} + A(f_c)e^{j(\phi-\theta(f_c))} + A(f_c)^2) \\
[0075] \quad &= \frac{\sigma^2(f_c)}{4} (1 + 2A(f_c)\cos(\phi - \theta(f_c)) + A(f_c)^2) \\
R_{YY}(-f_c) &= Y(-f_c) \cdot Y^*(-f_c) \\
&= \sigma(f_c)e^{-j\frac{\pi}{2}}G_2(-f_c) \cdot \text{conj}(\sigma(f_c)e^{-j\frac{\pi}{2}}G_2(-f_c)) \\
[0076] \quad &= \frac{\sigma^2(f_c)}{4} (1 - A(f_c)e^{j(\phi-\theta(f_c))}) \cdot (1 - A(f_c)e^{-j(\phi-\theta(f_c))}) \\
&= \frac{\sigma^2(f_c)}{4} (1 - A(f_c)e^{j(\phi-\theta(f_c))} - A(f_c)e^{-j(\phi-\theta(f_c))} + A(f_c)^2) \\
&= \frac{\sigma^2(f_c)}{4} (1 - 2A(f_c)\cos(\phi - \theta(f_c)) + A(f_c)^2) \\
R_{YY}(f_c) &= Y(f_c) \cdot Y(-f_c) \\
&= \sigma(f_c)e^{j\frac{\pi}{2}}G_1(f_c) \cdot \sigma(f_c)e^{-j\frac{\pi}{2}}G_2(-f_c) \\
&= \frac{\sigma^2(f_c)}{4} (1 + A(f_c)e^{-j(\phi-\theta(f_c))}) \cdot (1 - A(f_c)e^{j(\phi-\theta(f_c))}) \\
[0077] \quad &= \frac{\sigma^2(f_c)}{4} (1 + A(f_c)e^{-j(\phi-\theta(f_c))} - A(f_c)e^{j(\phi-\theta(f_c))} - A(f_c)^2) \\
&= \frac{\sigma^2(f_c)}{4} (1 - A(f_c)^2 - j2A(f_c)\sin(\phi - \theta(f_c))) \\
&\approx \frac{\sigma^2(f_c)}{4} (1 - A^2(f_c)) + jA(f_c)\frac{\sigma^2(f_c)}{2} (\theta(f_c) - \phi)
\end{aligned}$$

[0078] 如上所示,统计值 $R_{YY}(f_c)$ 312、 $R_{YY}(-f_c)$ 316和 $R_{YY-}(f_c)$ 314对于音频和窄带调制信号可以是相同的。这些统计值 $R_{YY}(f_c)$ 312、 $R_{YY}(-f_c)$ 316和 $R_{YY-}(f_c)$ 314可作为输入提供给来自统计模块208的分析模块210(图2)。使用用于音频和窄带调制信号的统计值,分析模块210(图2)可以进一步计算用于音频和窄带信号的在上面结合图1所讨论的参数A和 ϕ 可以是如下:

$$[0079] \quad A(f_c) = \sqrt{\frac{R_{YY}(f_c) + R_{YY}(-f_c) - 2 \cdot \text{Re}(R_{YY-}(f_c))}{R_{YY}(f_c) + R_{YY}(-f_c) + 2 \cdot \text{Re}(R_{YY-}(f_c))}}$$

$$[0080] \quad \phi(f_c) = \frac{1}{A(f_c)} \cdot \frac{-2 \cdot \text{Im}(R_{YY-}(f_c))}{R_{YY}(f_c) + R_{YY}(-f_c) + 2 \cdot \text{Re}(R_{YY-}(f_c))}$$

[0081] 其中参数A和 ϕ 对于给定的音频或窄带信号的 f_c 是恒定的。

[0082] 分析模块210(图2)中确定的参数A和 ϕ 可被提供给校正块212(图2)。校正块212(图2)可产生如下面结合图3B所讨论的后QEC数字信号。

[0083] 图3B是根据一个实施方案示出了示例校正块的示意框图。校正块212可以接收通过预校正信号通道202的预QEC同相和正交相位数字信号和来自分析模块210(图2)的参数A和 ϕ 以产生后QEC同相和正交相位数字信号。来自校正块212的后QEC信号可以使用从分析模块210(图2)接收的参数为在预校正同相和正交相位信号之间的失配校正。在上面讨论的例子中,失配条件被并入正交相位信号模型,且图3B所示的示例校正块212修改正交相位信号。在其它实施方案中,输入同相和正交相位信号和误差可以被不同地建模,例如,本领域

的普通技术人员可相应地实现修正块。

[0084] 图4A示出了来自示例模拟信道的幅度误差的模拟结果。图4A的曲线图具有在x轴上以kHz的输入信号频率和由于在Y轴上以百分比的示例模拟信道的幅度误差。曲线图中的7个点测量的误差,且在曲线图中的线示出了外推模型。

[0085] 图4B示出了图4A的相同示例模拟信道的相位误差的模拟结果。图4B的曲线图具有在x轴上以kHz的输入信号频率和由于在Y轴上以百分比的示例模拟信道的相位误差,曲线图中的7个点测量的模拟误差,且曲线图中的线示出了外推模型。除了图4A和4B中所示的示例模拟信道,示例模拟设置包括6.25kHz的频率偏差、用于1.28毫秒(ms)的收敛的信号长度、在93.75kHz和106.25kHz上执行的离散傅立叶变换、0.02%的本地振荡器幅度误差,和-7度的本地振荡器相位误差。在上面提到的设置下的目前公开的模拟结果在下面结合图5A、5B和6被描述。

[0086] 参照图5A,误差校正之前通过图4A和4B的模拟信道接收的示例信号的频谱将在下面被描述。在图5A的曲线图中,以kHz接收到的信号频率在x轴上,且以分贝(dB)接收到的信号幅度在y轴上。如图5A所示,接收到的信号具有约100kHz的频率,并且根据本公开的实施方案没有校正,有约-100kHz的所需信号的图像。

[0087] 参照图5B,正交误差校正之后图5A的示例信号的频谱将在下面被描述。在图5B的曲线图中,以kHz接收到的信号频率在x轴上,且以dB接收到的信号幅度在y轴上。如图5B所示,接收到的信号具有约100kHz的频率,并且根据本公开的一个实施方案具有正交误差校正,没有约-100kHz的所需信号的图像。

[0088] 参照图6,正交误差校正前后图5A和5B的示例信号的镜像抑制将在下面被描述。在图6的曲线图中,以kHz接收到的信号频率在x轴上,以dB的镜像抑制比在y轴上。如图6所示,校正前,整个描绘的频率的镜像抑制比仅约24dB。然而,根据本公开的一个实施方案的正交误差校正之后,整个相同的频率范围的镜像抑制比高于71dB。在一些实施方案中,镜像抑制比的提高可以超过47dB。

[0089] 前面的描述和权利要求可以称元件或特征被“连接”或“耦合”在一起。如本文所用,除非另外明确说明,否则,“连接”意味着一个元件/特征是直接或间接地连接到另一个元件/特征,并且不一定是机械地。同样地,除非另外明确说明,否则“耦合”意味着一个元件/特征直接或间接地耦合到另一个元件/特征,并且不一定是机械地。因此,尽管图中所示的各种原理图描绘元件和组件的例子安排,但是附加的中间元件、设备、特征,或组件可以存在于实际的实施方案中(假设描述的电路的功能没产生不利影响)。

[0090] 如本文所使用的,“确定”一词包含各种各样的动作。例如,“确定”可以包括运算、计算、处理、推导、调查、查找(例如,在表中查找,数据库或另一数据结构),查明等等。另外,“确定”可包括接收(例如,接收信息)、访问(例如,在存储器中访问数据)等等。另外,“确定”可包括解析、选择、选取、建立等等。此外,如本文使用的“信道宽度”可包括或也可被称为在某些方面的带宽。

[0091] 上述方法的各种操作可以由能够执行操作的任何合适的装置来执行,例如各种硬件和/或软件组件、电路,和/或模块。通常,在图中所示出的任何操作可以由相应的能够执行操作的功能装置来执行。

[0092] 各种示出的逻辑块、模块和与本公开结合描述的电路可以由通用处理器、数字信

号处理器 (DSP)、专用集成电路 (ASIC)、现场可编程门阵列信号 (FPGA) 或其它可编程逻辑器件 (PLD)、离散门或晶体管逻辑、离散硬件组件或其被设计以执行本文描述的功能的任何组合实现或执行。通用处理器可以是微处理器,但在替代方案中,处理器可以是任何市场上可以买到的处理器、控制器、微控制器或状态机。处理器也可以被实现为计算设备的组合,例如,DSP和微处理器的组合、多个微处理器、一个或多个结合DSP核的微处理器,或任何其它此类配置的组合。

[0093] 本文所公开的方法包括一个或多个用于实现所述方法的步骤或动作。该方法步骤和/或动作可彼此互换而不脱离权利要求的范围。换言之,除非步骤或动作的特定顺序被指定,特定步骤和/或动作的顺序和/或使用可以在不偏离权利要求书的范围的情况下被修改。

[0094] 应用

[0095] 此外,被公开的方法、系统,和/或装置可以被实现成各种电子设备。电子设备的示例可以包括但不限于消费电子产品、部分消费电子产品、电子测试设备等。电子设备的示例还可以包括内存芯片、内存模块、光网络或其它通信网络电路,和磁盘驱动器电路。消费电子产品可包括,但不限于无线装置、移动电话、蜂窝基站、电话、电视、计算机监视器、计算机、手持式计算机、掌上电脑 (PDA)、微波炉、冰箱、立体音响系统、盒式磁带录音机或播放器、DVD播放器、CD播放器、VCR,MP3播放器、收音机、摄像机、照相机、数码相机、便携式内存芯片、洗衣机、烘干机、洗衣机/烘干机、复印机、传真机、扫描仪、多功能外设、手表、时钟等。通信网络可包括但不限于基于IEEE 802.15.4g标准的智能能源网络。此外,电子设备可以包括未完成的产品。

[0096] 应当理解的是,该实现不限于精确的配置和上面示出的组件。各种修正、改变和变化可以被制造,在上述的安排、操作以及方法和装置的细节中,而不脱离本实施方案的范围。

[0097] 尽管本发明已经根据某些实施方案被描述,但是其它实施方案对本领域的普通技术人员是显而易见的,包括不提供本文所阐述的所有特征和优点的实施方案,也在本发明的范围之内。此外,上述不同的实施方案可被组合以提供进一步的实施方案。另外,在一个实施方案的上下文中示出的某些特征也可被纳入其它实施方案中。

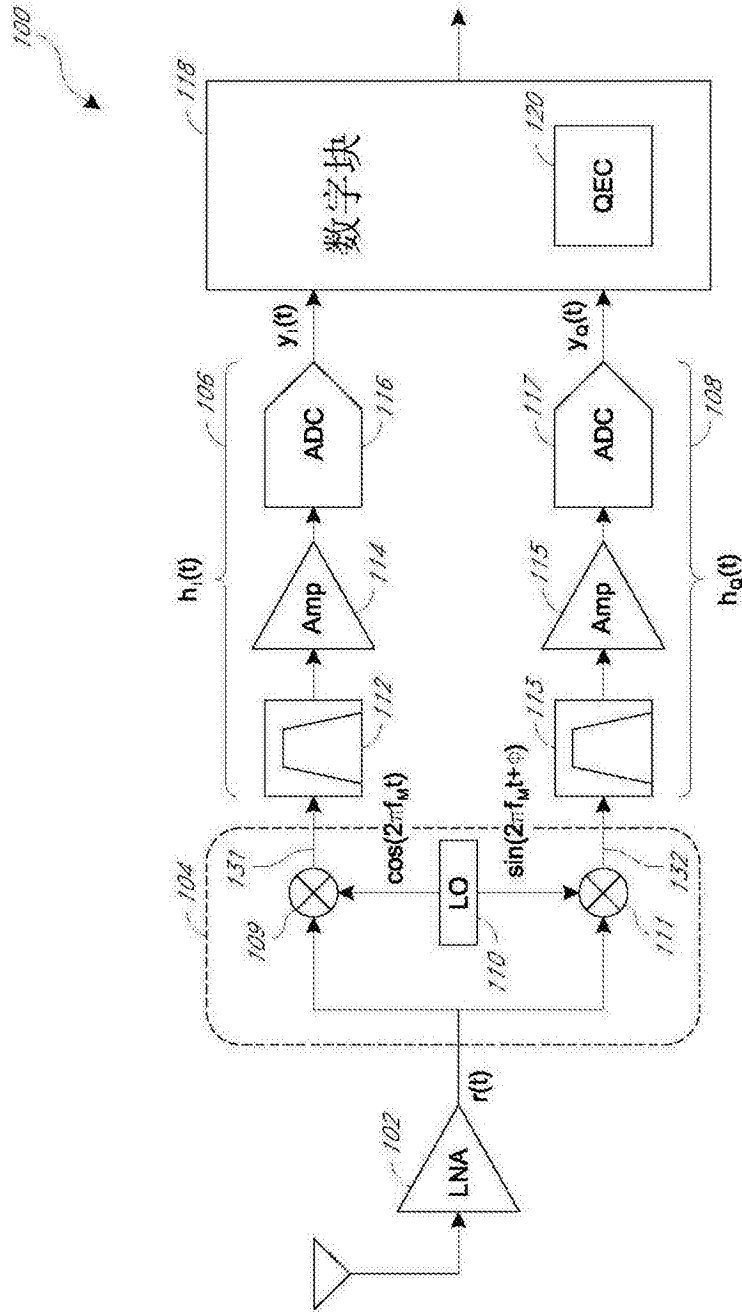


图1

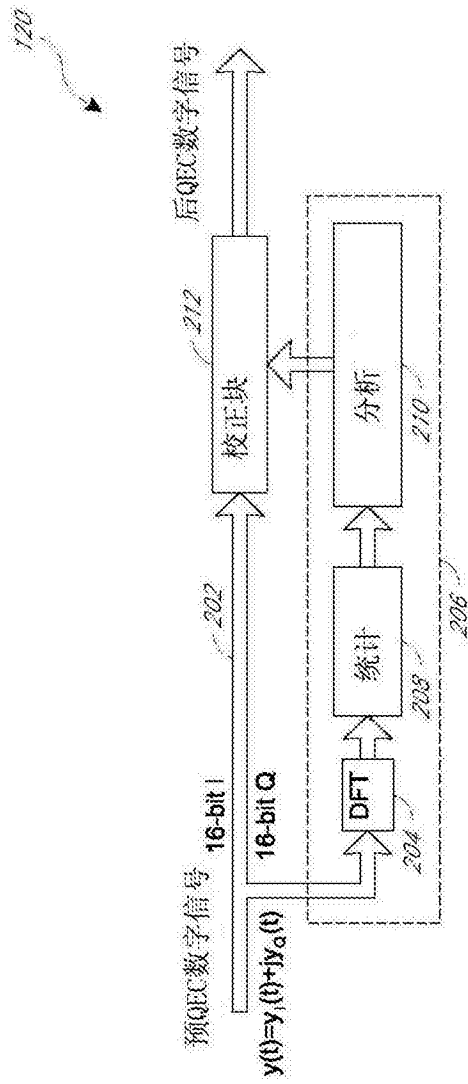


图2

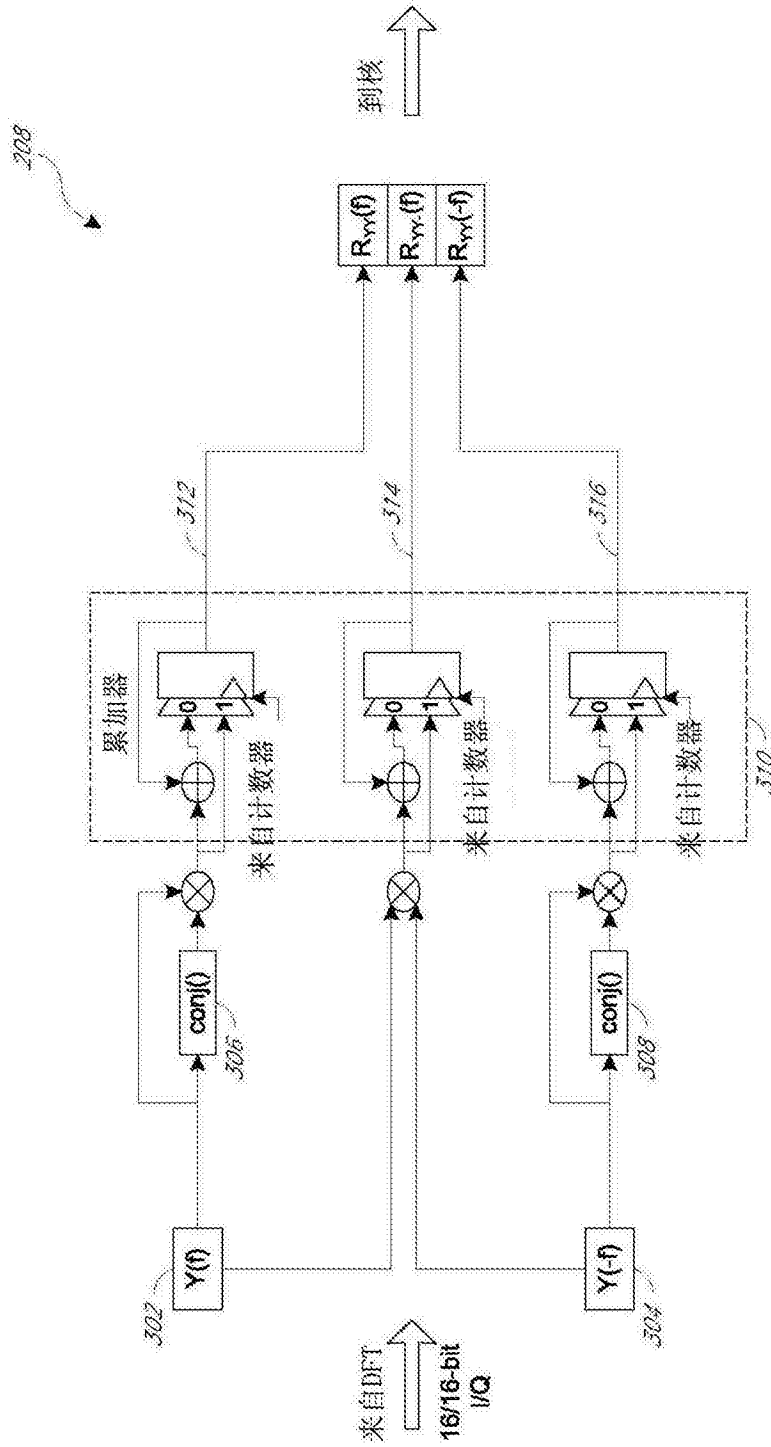


图3A

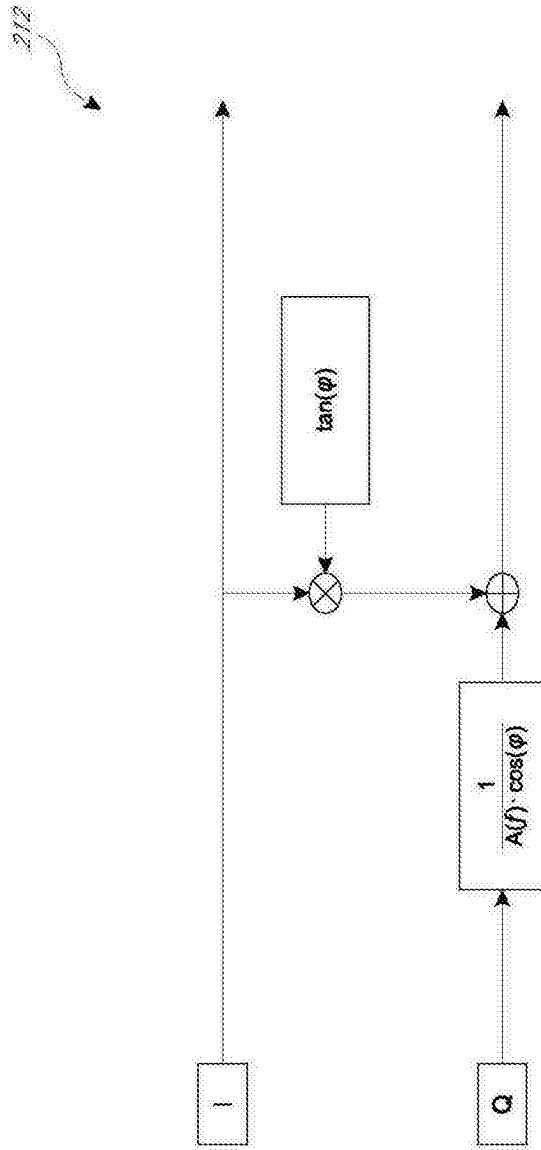


图3B

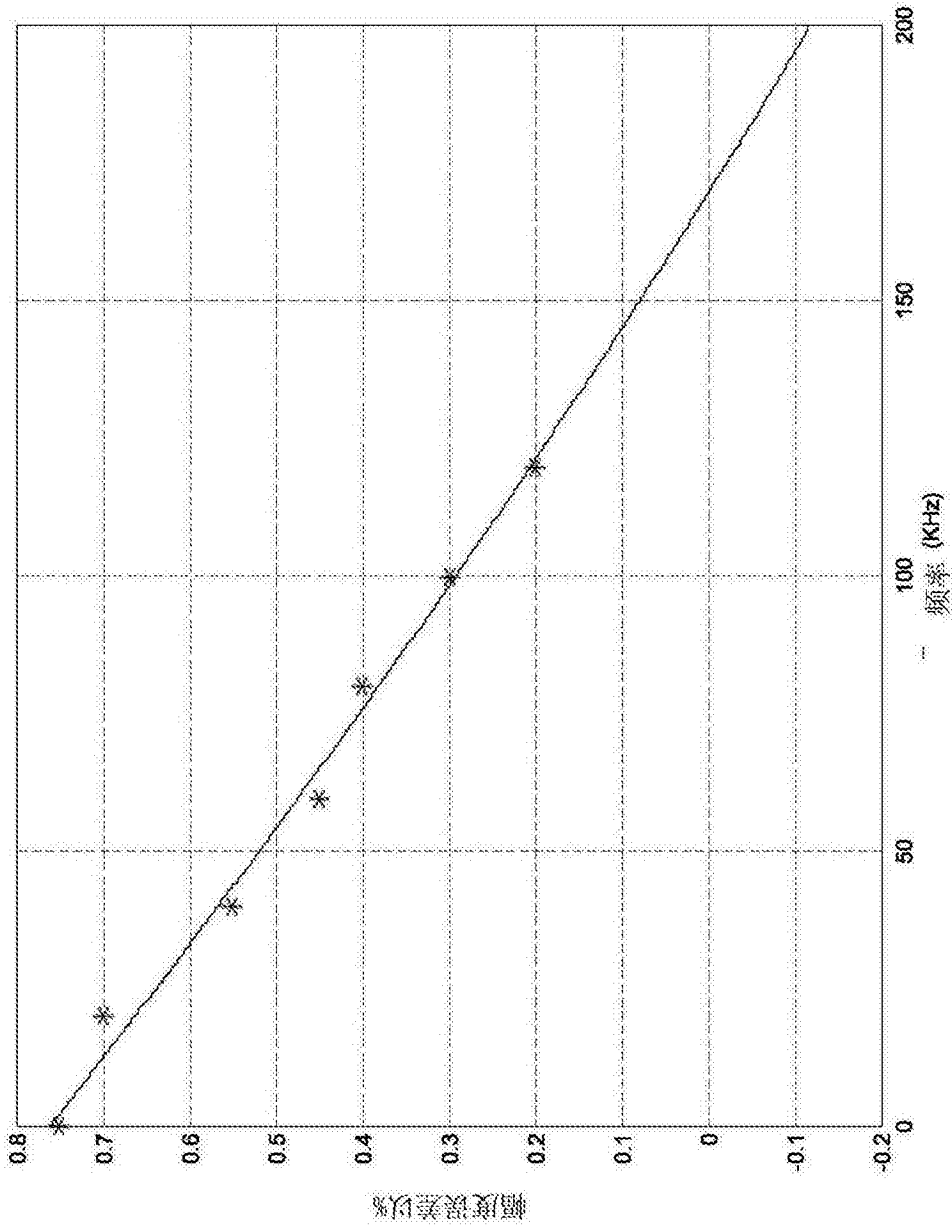


图4A

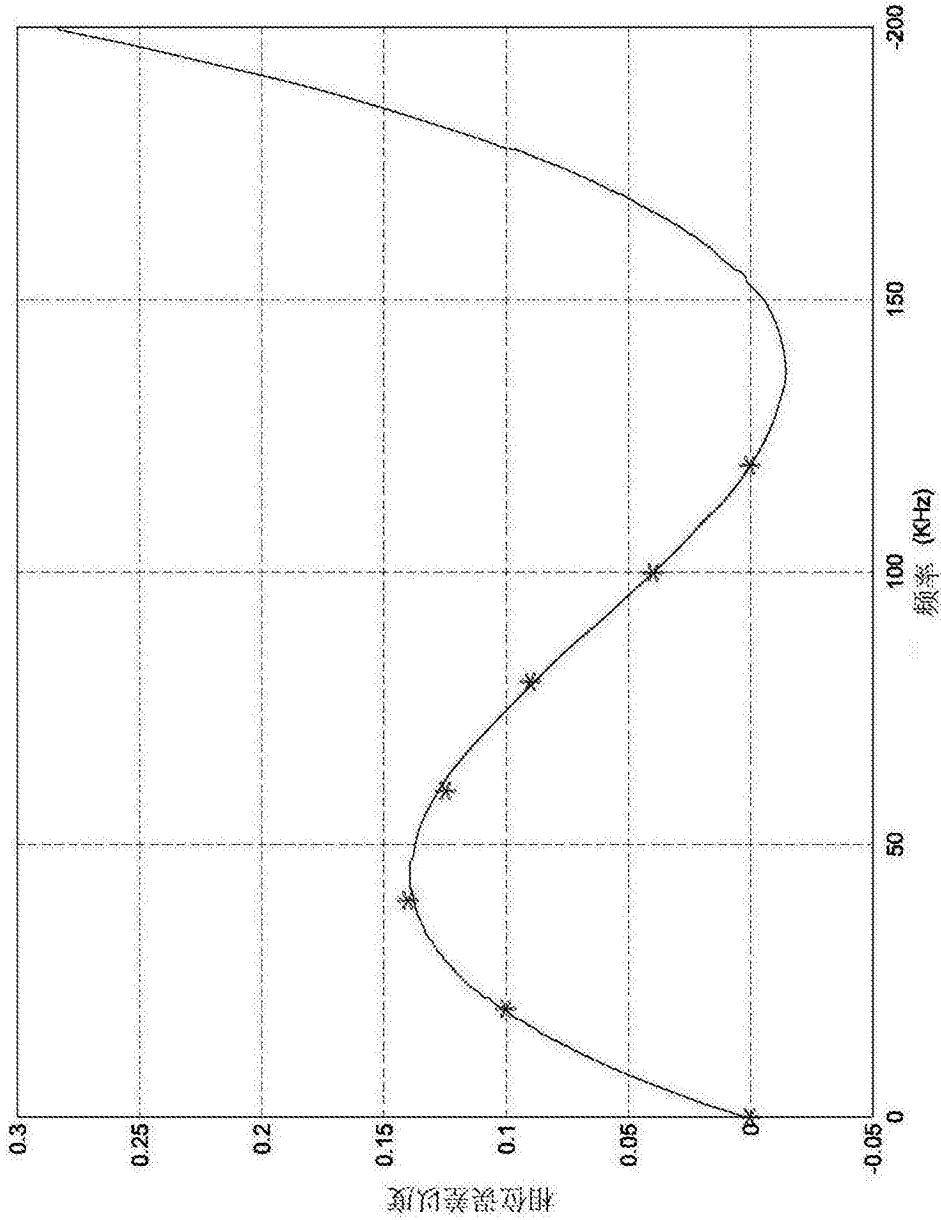


图4B

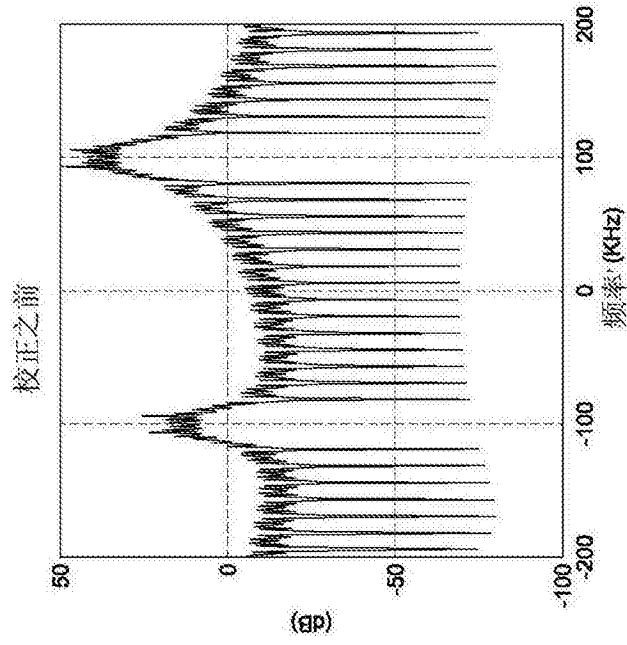


图5A

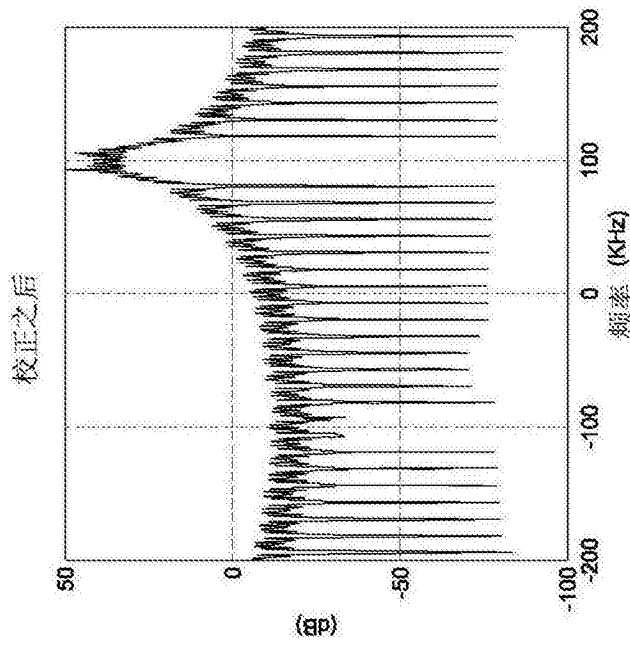


图5B

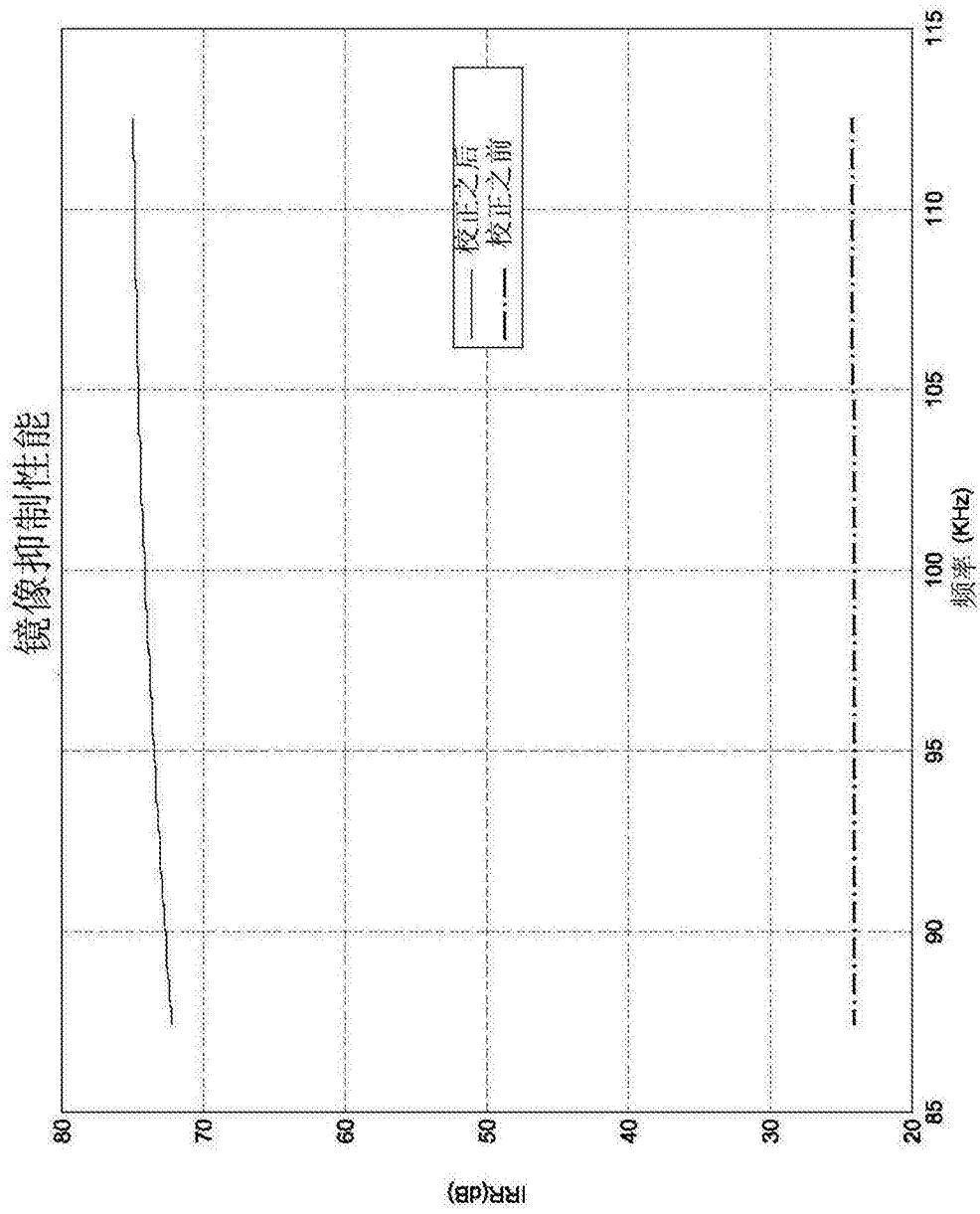


图6