



(12) 发明专利申请

(10) 申请公布号 CN 103262488 A

(43) 申请公布日 2013. 08. 21

(21) 申请号 201180063323. X

(74) 专利代理机构 中国专利代理(香港)有限公司 72001

(22) 申请日 2011. 12. 06

代理人 叶晓勇 汤春龙

(30) 优先权数据

12/983006 2010. 12. 31 US

(51) Int. Cl.

H04L 27/00(2006. 01)

(85) PCT申请进入国家阶段日

2013. 06. 28

H04L 27/28(2006. 01)

(86) PCT申请的申请数据

PCT/IB2011/055473 2011. 12. 06

(87) PCT申请的公布数据

W02012/090097 EN 2012. 07. 05

(71) 申请人 瑞典爱立信有限公司

地址 瑞典斯德哥尔摩

(72) 发明人 C·帕克 J·斯文森

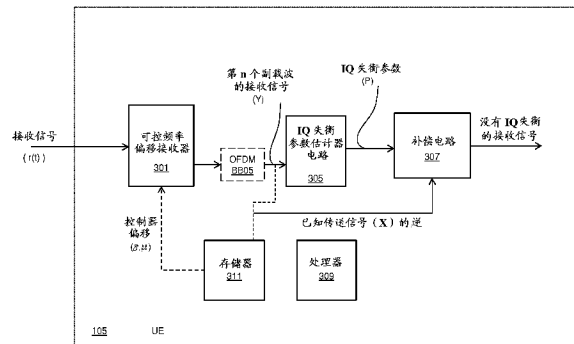
权利要求书2页 说明书9页 附图7页

(54) 发明名称

用于同相和正交(IQ)失衡估计的可控频率偏移

(57) 摘要

描述用于确定 IQ 失衡参数的用户设备和方法的实施例。在一些实施例中,用于使用至少一个可控频率偏移基于双载波接收器中的已知信号确定同相(I)和正交(Q)失衡(IQ 失衡)参数的方法包括:接收调制到第一射频(RF)载波频率和不同于第一 RF 载波频率的第二 RF 载波频率上的已知信号;由使用公共 RF 本地振荡器(LO)从相应 RF 载波频率到中频(IF)的转换和由使用载波具体 IFLO 从 IF 到基带的另外转换来将已知信号下转换到第一和第二载波的基带信号,其中可控频率偏移用作来自通过 LO 的 RF 到 IF 以及 IF 到基带中的至少一个的转换的一部分;从第一和第二载波的基带信号移除任何可控频率偏移来产生第一和第二载波的接收信号的表示;以及使用最小平方估计导出第一和第二载波的所接收的信号的每个表示的 IQ 失衡参数。



1. 一种用于使用至少一个可控频率偏移来基于双载波接收器中的已知信号确定同相(I)和正交(Q)失衡(IQ失衡)参数的方法,所述方法包括:

接收调制到第一射频(RF)载波频率和不同于所述第一 RF 载波频率的第二 RF 载波频率上的已知信号;

由使用公共 RF 本地振荡器(LO)的从相应 RF 载波频率到中频(IF)的转换和由使用载波具体 IF LO 的从 IF 到基带的另外的转换来将所述已知信号下转换到所述第一载波和所述第二载波的基带信号,其中可控频率偏移用作来自通过所述 LO 的 RF 到 IF 以及 IF 到基带中的至少一个的所述转换的一部分;

从所述第一载波和所述第二载波的所述基带信号移除任何可控频率偏移来产生所述第一载波和所述第二载波的所述接收信号的代表;

使用最小平方估计来导出用于所述第一载波和所述第二载波的所述接收信号的每个表示的 IQ 失衡参数。

2. 如权利要求 1 所述的方法,其中所述可控频率偏移引入到使用 RF LO 的从 RF 到 IF 的转换中。

3. 如权利要求 1 所述的方法,其中所述可控频率偏移引入到使用 IF LO 的从 IF 到基带的转换中。

4. 如权利要求 1 所述的方法,其中所述可控频率偏移引入到使用 RF LO 的从 RF 到 IF 的转换以及使用 IF LO 的从 IF 到基带的转换中。

5. 如权利要求 4 所述的方法,其中对于所述 RF LO 和 IF LO 功能,所述可控频率偏移是相同的。

6. 如权利要求 1 所述的方法,其中只有当所述已知信号是同步(SCH)信号时,所述可控频率偏移是非零值。

7. 如权利要求 6 所述的方法,其中当所述已知信号是物理下行链路共享信道(PDSCH)信号时,所述可控频率偏移为零。

8. 如权利要求 1 所述的方法,其中使用包括混频器的数字前端来移除所述可控频率偏移,所述混频器接收包含作为任何引入的可控频率偏移的整数倍的频率偏移的数字混频器 LO。

9. 如权利要求 1 所述的方法,其中使用正交频分复用(OFDM)来移除所述可控频率偏移。

10. 如权利要求 1 所述的方法,其中所述已知信号是由所述双载波接收器通过空中接收的导频信号。

11. 如权利要求 1 所述的方法,其中所述已知信号是存储在容纳所述双载波接收器的用户设备的内部的测试信号。

12. 一种从所接收的已知信号计算同相(I)和正交(Q)失衡(IQ失衡)参数的用户设备,所述用户设备包括:

双载波接收器,操作为接收调制到第一和第二射频(RF)上的已知信号,并且通过使用引入的频率偏移来生成所接收的已知信号的代表;以及

IQ 失衡参数估计器电路,操作为接收其所接收的已知信号的所述代表并且根据最小平方估计来生成 IQ 失衡参数。

13. 如权利要求 12 所述的用户设备,其中所述双载波接收器包括:
- RF 混频器,操作为接收所述已知信号并且混频所述已知信号与 RF 本地振荡器来产生第一结果;
- 第一中间频率(IF)混频级,包含:
- 第一 IF 混频器,操作为从所述 RF 混频器接收所述第一结果并且混频所述第一结果与 IF LO 来生成输出,
- 第一复共轭单元,操作为从所述 RF 混频器接收所述第一结果并且生成所述第一结果的复共轭,
- 第二 IF 混频器,操作为从所述复共轭单元接收所述第一结果的所述复共轭,并且混频所述第一结果的所述复共轭与 IF LO 来生成输出,
- 第一加法器,操作为将所述第一 IF 混频器和所述第二 IF 混频器的输出相加,以及
- 第一低通滤波器,操作为接收所述第一混频器和所述第二混频器的相加的输出并且生成所述已知信号的基带表示;以及
- 第二混频级,包含:
- 第三 IF 混频器,操作为从所述 RF 混频器接收所述第一结果并且混频所述第一结果与 IF LO 来生成输出,
- 第二复共轭单元,操作为从所述 RF 混频器接收所述第一结果并且生成所述第一结果的复共轭,
- 第四 IF 混频器,操作为从所述复共轭单元接收所述第一结果的所述复共轭并且混频所述第一结果的所述复共轭与 IF LO 来生成输出,
- 第二加法器,操作为将所述第三 IF 混频器和所述第四 IF 混频器的输出相加,以及
- 第二低通滤波器,操作为接收所述第一混频器和所述第二混频器的相加的输出并且生成所述已知信号的基带表示;
- 其中所述 RF 或 IF LO 中的至少一个包含频率偏移。
14. 如权利要求 12 所述的用户设备,其中所述双载波接收器还包括:
- 数字前端,操作为移除 RF 或 IF LO 的任何频率偏移。
15. 如权利要求 12 所述的用户设备,还包括:
- 正交频分复用(OFDM)电路,操作为移除 RF 或 IF LO 的任何频率偏移。
16. 如权利要求 12 所述的用户设备,还包括:
- 存储器,用于存储所述已知信号。
17. 如权利要求 12 所述的用户设备,还包括:
- 存储器,用于存储所述 RF 或 IF LO 的所述频率偏移。

## 用于同相和正交 (IQ) 失衡估计的可控频率偏移

### 技术领域

[0001] 本发明通常涉及无线通信,并且特别地涉及用于同相(I)和正交(Q)失衡参数估计的器件和方法。

### 背景技术

[0002] 当谈到正交频分复用(OFDM)系统时,IQ失衡被认为是终端无线电内的主要损伤来源之一。当直接转换接收器(DCR)不适用时,应该更多地关注IQ失衡。例如,这可发生在载波聚集(CA)中,尤其是在带内非邻接CA中。

[0003] 正在考虑CA用于第三代合作伙伴计划(3GPP)。特别地,高级长期演进(LTE)项目考虑带内非邻接CA,其中在频带内单独地放置多个载波。一般而言,对于用于此目的的用户设备(UE)有两种突出的无线电架构:DCR和双转换接收器。这两种无线电架构具有它们各自的优点和缺点。由于多个载波共享RF混频级和(部分)IF混频级,所以双转换接收器允许具有成本效益和硬件效率的实现。然而,双转换接收器的一个缺点是它对IQ失衡更敏感。在本质上,双转换接收器要求在牺牲成本效益和硬件效率的实现中的更平衡的无线电设计。

[0004] IQ失衡来自于失衡的RF/模拟电路,它包括本地振荡器(LO)、混频器、滤波器、ADC等。RF/模拟电路可以通过控制一些电路参数来校准,或IQ失衡可由数字基带内的数字信号处理来补偿。

### 发明内容

[0005] 根据本文所公开并且要求保护的一个或多个实施例,描述一种用于使用至少一个可控频率偏移来基于双载波接收器中的已知信号确定同相(I)和正交(Q)失衡(IQ失衡)参数的方法,该方法包括:接收调制到第一射频(RF)载波频率和不同于第一RF载波频率的第二RF载波频率上的已知信号;由使用公共RF本地振荡器(LO)从相应RF载波频率到中频(IF)的转换和由使用载波具体IF LO从IF到基带的另外转换而将已知信号下转换到第一载波和第二载波的基带信号,其中可控频率偏移用作来自通过LO的RF到IF以及IF到基带中的至少一个的转换的一部分;从第一载波和第二载波的基带信号移除任何可控频率偏移来产生第一载波和第二载波的接收信号的表示;使用最小平方估计来导出第一载波和第二载波的接收信号的每个表示的IQ失衡参数。

[0006] 根据本文所公开并且要求保护的一个或多个实施例,描述一种从所接收的已知信号来计算同相(I)和正交(Q)失衡(IQ失衡)参数的用户设备,该用户设备包括:双载波接收器,操作为接收调制到第一和第二射频(RF)的已知信号,并且使用引入的频率偏移来生成所接收的已知信号的表示;

以及IQ失衡参数估计器电路,操作为接收其所接收的已知信号的表示并且根据最小平方估计来生成IQ失衡参数。

## 附图说明

- [0007] 图 1 图示用户设备(UE)与无线载波之间的交互。
- [0008] 图 2 图示用于双载波接收的传统的双转换接收器。
- [0009] 图 3 图示 UE 的至少一部分的示范性实施例。
- [0010] 图 4 详述示范性接收器。
- [0011] 图 5 图示使用双载波接收器和可控频率偏移来确定 IQ 失衡参数的示范性方法。
- [0012] 图 6 图示下转换到基带信号的方法的示范性实施例。
- [0013] 图 7 图示具有不同小区 ID 的 IQ 失衡估计因数。
- [0014] 图 8 图示具有相同小区 ID 和可控频率偏移的 IQ 失衡估计误差因数。

## 具体实施方式

[0015] 图 1 图示用户设备(UE)与无线载波之间的交互。在此图示中,载波 1 101 和载波 2 103 每个将无线信号传送到 UE 105。不幸的是,所传送的载波信号很少(如果有的话)是由 UE 105 接收的相同信号。此外,UE 105 自身可以通过 IQ 失衡而引入信号差别,如上文所详述的, IQ 失衡可来自于失衡的射频(RF)/模拟电路,该射频(RF)/模拟电路包含但不限于本地振荡器(LO)、混频器、滤波器、模数转换器(ADC)等。可通过控制电路参数来校准 RF/模拟电路,或可由数字基带内的数字信号处理来补偿 IQ 失衡。IQ 失衡的数字补偿与模拟校准相比具有许多优点,例如,在原理上,由于它不需要无线电与数字基带之间的特殊接口,所以它可以与任何无线电一起工作。IQ 失衡补偿的主要好处是放松对 IQ 失衡的设计要求(或假设相同的无线电的情况下改进接收器性能)。

[0016] IQ 失衡的数字补偿由两个步骤组成:失衡估计和失衡补偿。例如,通过失衡估计,估计了基于其它期望的信号的已知信号(例如,导频、测试)的与 IQ 失衡相关的参数。然后由补偿逻辑或电路使用这些估计来最小化所接收的载波信号中的 IQ 失衡的影响。对于无线电下行链路(DL),测试信号在用户设备(UE)内部生成并且注入接收器。导频信号由 eNodeB 生成并且由 UE 通过空中接收。基于导频的 IQ 失衡估计的优点在于有可能避免附加的硬件(无线电和数字基带两者)连同关联接口。

[0017] 对于 LTE DL,导频信号可以是参考符号(RS)或同步信道(SCH)。RS 协助物理下行链路共享信道(PDSCH)的解调并且因此 RS 在时间、频率和空间上展开。然而,由于 RS 与正交频分复用(OFDM)符号(以其它方式已知为“梳式导频”)内的 PDSCH 共同混合,所以难以将 RS 利用于 IQ 失衡估计。另一方面,由于 SCH 与 PDSCH 分开(此称为“框式导频”)并且 SCH 的接收始终领先 PDSCH(由于小区搜索是基于 SCH 的),所以从 IQ 失衡估计的观点 SCH 通常是更有利的。

[0018] 在图 2 中示出用于双载波接收的传统的双转换接收器。在此图中由  $K_1$ 、 $J_1^+$  和  $J_1^-$  指代的 IQ 失衡参数通常是复数,其由同相和正交相位的增益和相位失衡来确定。关于这些变量和遍及此描述的变量,上标表示载波(+用于载波 1 并且-用于载波 2)。如果无线电完美平衡,则  $K_1 = J_1^+ = J_1^- = 1$ , 并且  $K_2 = J_2^+ = J_2^- = J_3^+ = J_3^- = J_4^+ = J_4^- = 0$ 。

[0019] 与用于第一载波的 IF 混频相关的 IQ 失衡参数定义为

$$J_1^+ = \frac{1}{4(h_3 e^{-j\theta_3} + h_2 e^{-j\theta_2} + h_1 e^{-j\theta_1} + 1)}, \quad J_2^+ = \frac{1}{4(h_3 e^{j\theta_3} - h_2 e^{j\theta_2} - h_1 e^{j\theta_1} + 1)},$$

$$J_3^+ = \frac{1}{4(h_3 e^{j\theta_3} - h_2 e^{j\theta_2} + h_1 e^{j\theta_1} - 1)}, \text{ 以及 } J_4^+ = \frac{1}{4(h_3 e^{j\theta_3} + h_2 e^{j\theta_2} - h_1 e^{j\theta_1} - 1)}.$$

用于第二载波的 J IQ 失衡参数是

$$J_1^- = \frac{1}{4(h_3 e^{j\theta_3} + h_2 e^{j\theta_2} + h_1 e^{j\theta_1} + 1)}, \quad J_2^- = \frac{1}{4(h_3 e^{j\theta_3} - h_2 e^{j\theta_2} - h_1 e^{j\theta_1} + 1)},$$

$$J_3^- = \frac{1}{4(h_3 e^{-j\theta_3} - h_2 e^{-j\theta_2} + h_1 e^{-j\theta_1} - 1)},$$

以及  $J_4^- = \frac{1}{4(h_3 e^{-j\theta_3} + h_2 e^{-j\theta_2} - h_1 e^{-j\theta_1} - 1)}$ 。IF 混频的增益失衡由  $h_1$ 、 $h_2$  和  $h_3$  表示, 并

且 IF 混频的相位失衡由  $\theta_1$ 、 $\theta_2$  和  $\theta_3$  表示。

[0020] 与 IF 混频相关的 K IQ 失衡参数定义为  $K_1 = \frac{1}{2}(ge^{-j\phi} + 1)$ ,  $K_2 = \frac{1}{2}(-ge^{j\phi} + 1)$ 。在 K 值中,  $g$  和  $\phi$  分别表示 RF 混频的增益和相位失衡。

[0021] 由于数字补偿在数字基带的 OFDM 处理之后执行, 所以在 OFDM 之后观察基带信号提供用于 IQ 失衡估计的手段。用于此情况的示范性信号模型(其不包含噪声)是

$$\begin{pmatrix} Y_n^+ \\ Y_{-n}^+ \\ Y_n^- \\ Y_{-n}^- \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} P_1^+ H_n^+ & P_2^+ H_{-n}^+ & P_3^+ H_n^- & P_4^+ H_{-n}^- \\ P_2^{+*} H_n^+ & P_1^{+*} H_{-n}^+ & P_4^{+*} H_n^- & P_3^{+*} H_{-n}^- \\ P_1^- H_n^+ & P_2^- H_{-n}^+ & P_3^- H_n^- & P_4^- H_{-n}^- \\ P_2^{-*} H_n^+ & P_1^{-*} H_{-n}^+ & P_4^{-*} H_n^- & P_3^{-*} H_{-n}^- \end{pmatrix} \begin{pmatrix} X_n^+ \\ X_{-n}^+ \\ X_n^- \\ X_{-n}^- \end{pmatrix}, \quad (1)$$

其中  $Y_n^+$  (或  $Y_{-n}^+$ ) 表示第一(或第二)载波的第  $n$  个副载波的接收信号,  $X_n^+$  (或  $X_{-n}^+$ ) 表示第一(或第二)载波的第  $n$  个副载波的传送信号,  $H_n^+$  (或  $H_{-n}^+$ ) 表示第一(或第二)载波的第  $n$  个副载波的信道系数, 并且  $P_i^+$  (或  $P_i^-$ ) 表示 IQ 失衡参数。注意  $P_i^+$  (或  $P_i^-$ ) 与  $K_i$ 、 $J_i^+$  和  $J_i^-$  相关。

[0022] 然而, 由于式子的数量(4)小于未知数的数量(16), 所以在式子(1)中呈现的估计问题待确定。可通过假定相同的信道系数和 IQ 失衡参数来实现在时间和 / 或频率中扩展此示范性系统模型。在那个假定下, 所有四个邻接副载波经历相同的信道和 IQ 失衡, 并且式子(1)的频域扩展可以表达为

$$\begin{pmatrix} Y_n^+ \\ Y_{n+1}^+ \\ Y_{n+2}^+ \\ Y_{n+3}^+ \end{pmatrix} = \mathbf{X}_n \begin{pmatrix} P_1^+ H_n^+ \\ P_2^+ H_{-n}^+ \\ P_3^+ H_n^- \\ P_4^+ H_{-n}^- \end{pmatrix}, \quad (2)$$

其中  $\mathbf{X}_n$  是传送到接收器的信号并且定义为

$$\mathbf{X}_n = \begin{pmatrix} X_n^+ & X_n^{*-} & X_n^- & X_n^{*-} \\ X_{n+1}^+ & X_{n+1}^{*-} & X_{n+1}^- & X_{n+1}^{*-} \\ X_{n+2}^+ & X_{n+2}^{*-} & X_{n+2}^- & X_{n+2}^{*-} \\ X_{n+3}^+ & X_{n+3}^{*-} & X_{n+3}^- & X_{n+3}^{*-} \end{pmatrix} \quad (3)。$$

[0023] 因此,  $\begin{pmatrix} P_1^+ H_n^+ \\ P_2^+ H_n^{*-} \\ P_3^+ H_n^- \\ P_4^+ H_n^{*-} \end{pmatrix}$  (4) 的最小平方差估计给出为

$$\begin{pmatrix} P_1^+ H_n^+ \\ P_2^+ H_n^{*-} \\ P_3^+ H_n^- \\ P_4^+ H_n^{*-} \end{pmatrix} = \mathbf{X}_n^{-1} \begin{pmatrix} Y_n^+ \\ Y_{n+1}^{*-} \\ Y_{n+2}^- \\ Y_{n+3}^{*-} \end{pmatrix} \quad (5)。$$

[0024] 值得注意的是, 只有当  $\mathbf{X}_n$  是非奇异 (即, 存在逆) 时此估计是可适用的。此外, 利用在式子 (1) 中包含的噪声, 估计误差与  $(\mathbf{X}_n^H \mathbf{X}_n)^{-1}$  的对角元素成比例。然而, 下文的论述将假定没有噪声的更简单变量以便容易理解将详述式子 (1) 的 IQ 失衡矩阵的第一行的估计。对于剩余的行, 类似地获取最小平方差估计。一旦估计 IQ 失衡参数, 则接着进行失衡补偿。

[0025] IQ 失衡的数字补偿的性能极度依赖于失衡估计, 并且不幸的是, 由于若干原因而好的估计质量并不总是得到保证。主要原因是可能不一定为了失衡估计的目的而优化已知信号。

[0026] 例如, 在 LTE DL 的情况下, 每个载波的 SCH 从小区 ID 导出并且小区 ID 的选择取决于操作员的小区规划。因此, 有可能相同小区的两个载波使用相同的小区 ID, 并且因此相同的 SCH。在此情况下,  $\mathbf{X}_n$  的第一列与第三列相同, 而第二列与第四列相同。这意味着  $\mathbf{X}_n$  的秩是 2 并且因此是奇异的。换句话说, 估计问题仍然是待确定的。

[0027] 此外, 时域扩展帮不上忙。即使当用于失衡估计的观察在 PSS 和 SSS 上联合完成时, 由于 PSS 和 SSS 两者都是从相同的小区 ID 导出的并且因此  $\mathbf{X}_n$  的秩是 2, 所以它仍然是待确定的。

#### [0028] 用户设备

图 3 图示 UE 105 的至少一部分的示范性实施例。此 UE 通过用于双载波接收的传统的双转换接收器的使用来确定 IQ 失衡参数, 如将在以后描述的, 该传统的双转换接收器在其 RF LO 和 / 或 IF LO 中引入频率偏移。直接地或在取决于实现的后处理之后, 由 IQ 失衡参数估计器电路 305 (其生成 IQ 失衡参数) 来评价此接收器 301 的输出。

[0029] UE 105 接收 RF 信号  $r(t)$ , 其表达为

$$r(t) = \text{Re}\{r_1(t)e^{j2\pi(f_{RF} + f_{IF})t}\} + \text{Re}\{r_2(t)e^{j2\pi(f_{RF} - f_{IF})t}\}, \quad (6)$$

其中  $r_1(t)$  和  $r_2(t)$  是分别调制到载波 1 和载波 2 上的基带信号。注意, 载波 1 和载波 2 分别具有  $(f_{RF} + f_{IF})$  和  $(f_{RF} - f_{IF})$  的中心频率。即, 中间频率被选择为第一载波频率和第二载波频率之间的差的一半。

[0030] 此 RF 信号由天线(未示出)接收并且传递到可控频率偏移接收器 301。此接收器 301 的细节将关于图 4 详细论述。如之前所提示的,此接收器 301 将可控频率偏移引入到其 RF LO 和 / 或 IF LO 来避免之前描绘的估计问题。具体地,存在着接收器 LO 频率位移载波的副载波间隔的倍数(例如整数倍)的情况。在一些实施例中,在已经(例如,在数字前端中使用数字混频器)执行 ADC 操作之后补偿此所引入的可控频率,以使所希望的载波在 IQ 失衡补偿之后不经历太多(如果有的话)偏移。

[0031] 取决于 RF LO 和 / 或 IF LO 的频移,有可能使导频矩阵( $\mathbf{X}_n$ )满秩(非奇异)并且估计 IQ 失衡参数,即使是在所有 CC 都使用相同的小区 ID (或等效地相同的 SCH) 时。

[0032] 在一些实施例中,可控频率偏移接收器 301 从存储器 311 分别接收用于 RF 和 IF LO 的可控频率偏移  $\delta$ 。当然,此偏移还可存储在接收器 301 中。此可控频率偏移也用在数字混频器中来取消根据接收器 301 的一些实施例而引入的偏移。

[0033] 接收器 301 的输出取决于它是否包含数字混频器。如果存在着数字混频器,则输出是没有频率偏移的副载波的接收信号。这在以下被称为 Y。如果没有数字混频器,则接收器 301 的输出是载波的基带信号或以下的 y。代替使用数字混频器来补偿频率偏移,OFDM 处理器 303 在频域中(即,在 FFT 之后)调整该补偿。

[0034] 在任何情况下, Y 被馈送给 IQ 失衡参数估计器电路 305,该 IQ 失衡参数估计器电路 305 生成 IQ 失衡参数(P)。接着是此生成的细节。

[0035] 补偿电路 307 取入 P 和包含在 Y 中(或由存储器 311 提供)的已知传送信号 X 的逆,并且生成没有 IQ 失衡的接收信号。以上部件中的许多(如果不是所有)受控于处理器 309。此外,尽管在一些实施例中标记为“电路”,但以上是在处理器或一些其它种类的逻辑中运行的软件例程。

[0036] 图 4 图示用于双载波接收的双转换接收器的示范性实施例,其使用可控频率偏移来辅助 IQ 失衡参数的确定。此已知 RF 信号连同包含可控频率偏移( $\delta_{RF}$ )的已知信号(RF LO)的频率变换形式一起被馈送给 RF 混频器 401。RF LO 表示为

$$K_1 e^{-j2\pi(f_{RF} + \delta_{RF})t} + K_2 e^{-j2\pi(f_{RF} + \delta_{RF})t}$$
。在一些实施例中, $\delta_{RF}$  是整数(例如,4 或 5)。

[0037] 此 LO 401 的输出传递到混频器,该混频器使用载波具体 IF LO。在图中,“顶部”与载波 1 关联并且包含两个 IF 混频器 403 和 407、复共轭创建器 405 以及加法器 409。混频器 403 混频已知信号的频率变换形式与 IF LO  $J_1^+ e^{-j2\pi(f_{IF} + \delta_{IF})t} + J_2^+ e^{j2\pi(f_{IF} + \delta_{IF})t}$ , 其

中 
$$J_1^+ = \frac{1}{4(h_3 e^{-j\theta_3} + h_2 e^{-j\theta_2} + h_1 e^{-j\theta_1} + 1)}$$
 并且

$$J_2^+ = \frac{1}{4(h_3 e^{j\theta_3} - h_2 e^{j\theta_2} - h_1 e^{j\theta_1} + 1)}$$
。在一些实施例中, $\delta_{IF}$  是整数(例如,2 或 3)。混

频器 401 的输出也被输入到复共轭创建器 405,该复共轭创建器 405 的输出连同另一 IF



$$LO \quad J_2^+ e^{j2\pi(f_{IF} + \delta_{IF})k} + J_2^- e^{-j2\pi(f_{IF} + \delta_{IF})k}$$

一起

被馈送到混频器 407, 其中

$$J_2^+ = \frac{1}{4(h_3 e^{j\theta_3} + h_2 e^{j\theta_2} - h_1 e^{j\theta_1} - 1)}$$

并且  $J_2^- = \frac{1}{4(h_3 e^{j\theta_3} - h_2 e^{j\theta_2} + h_1 e^{j\theta_1} - 1)}$ 。

IF

混频器 403 和 407 的输出馈送到低通滤波器(LPF) 411 从而生成第一载波的基带信号(y)。模数转换器(ADC) 413 接收基带信号并且将它转换成数字基带信号。

[0038] 在一些实施例中,接收器也将具有数字前端来移除或最小化来自数字基带信号所引入的偏移的影响。数字前端包含混频器 415 来取出数字信号并且对它施加 LO。在一些实施例中,施加到混频器 415 的 LO 表达为  $e^{j(2\pi(\mu_{RF}RF + \mu_{IF}IF)k)}$ , 其中  $\mu_{RF}$  和  $\mu_{IF}$  表示数字混频器的频率偏移并且这些频率偏移值给出为副载波间隔的整数倍。例如,在一些实施例中,  $\mu_{RF} = \delta_{RF}T$  并且  $\mu_{IF} = \delta_{IF}T$ , 其中  $T$  是除去循环前缀的 OFDM 符号的持续时间,即,副载波间隔的倒数。在 LTE 中,  $T$  为 15 kHz。此混频器 415 的输出是载波 1 或  $\gamma_n^*$  的第  $n$  个副载波的接收信号。

[0039] 在其它实施例中,代替混频器,OFDM 处理单元在频域中(即,在 FFT 之后)将副载波索引调整相同的量。OFDM 处理单元可以在接收器 301 的内部或外部。

[0040] 第二载波(载波 2)也接收 RF 混频器 401 的输出。在图中这是“底部”路径并且它包含两个 IF 混频器 417 和 432、复共轭生成器 419 和加法器 423。混频器 417 混频已知信号的频率变换形式与 IF LO  $J_1^- e^{j2\pi(f_{IF} + \delta_{IF})k} + J_1^+ e^{-j2\pi(f_{IF} + \delta_{IF})k}$ , 其中

$$J_1^- = \frac{1}{4(h_3 e^{j\theta_3} + h_2 e^{j\theta_2} + h_1 e^{j\theta_1} + 1)}$$

并且  $J_1^+ = \frac{1}{4(h_3 e^{j\theta_3} - h_2 e^{j\theta_2} - h_1 e^{j\theta_1} + 1)}$ 。

在此信号中, IF 混频的增益失衡由  $h_1$ 、 $h_2$  和  $h_3$  表示, 并且 IF 混频的相位失衡由  $\theta_1$ 、 $\theta_2$  和  $\theta_3$  表示。混频器 401 的输出也输入到复共轭生成器 419, 该复共轭生成器 419 的输出连同另一 IF LO  $J_2^- e^{-j2\pi(f_{IF} + \delta_{IF})k} + J_2^+ e^{j2\pi(f_{IF} + \delta_{IF})k}$  一起馈送给混频器 421, 其中

$$J_2^- = \frac{1}{4(h_3 e^{-j\theta_3} + h_2 e^{-j\theta_2} - h_1 e^{-j\theta_1} - 1)}$$

并且 
$$I_k = \frac{1}{4(h_3 e^{-j\theta_3} - h_2 e^{-j\theta_2} + h_1 e^{-j\theta_1} - 1)}$$
。IF

混频器 417 和 421 的输出馈送给加法器 423, 该加法器 423 将值传递给低通滤波器 (LPF) 411 从而创建第二载波的基带信号 (y)。模数转换器 (ADC) 425 接收基带信号并且将它转换成数字信号。

[0041] 在一些实施例中, 接收器将具有数字前端来移除或最小化来自用于第二载波的数字基带信号的所引入的偏移的影响。数字前端包含混频器 429 来取出数字信号并且对它施加 LO。在一些实施例中, 施加到混频器 429 的 LO 表达为  $e^{j(2\pi(\mu_1 RF - \mu_1 IF)k)}$ , 此混频器 429 的输出是载波 2 或  $Y_n^*$  的第 n 个副载波的接收信号。

[0042] 在其它实施例中, 代替混频器, OFDM 处理单元在频域中 (即, 在 FFT 之后) 将副载波索引调整相同的量。OFDM 处理单元可以在接收器 301 的内部或外部。

[0043] 假定数字混频器或 OFDM 处理单元完全补偿频率偏移, 则对应于图 3 中的接收器的信号模型给出为

$$\begin{pmatrix} Y_n^* \\ Y_{-(n-(2\mu_{RF}+2\mu_{IF}))}^* \\ Y_{n-2\mu_{IF}}^* \\ Y_{-(n-2\mu_{IF})}^* \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} P_1^* H_n^* & P_2^* H_{-(n-(2\mu_{RF}+2\mu_{IF}))}^* & P_3^* H_{n-2\mu_{IF}}^* & P_4^* H_{-(n-2\mu_{IF})}^* \\ P_2^* H_n^* & P_1^* H_{-(n-(2\mu_{RF}+2\mu_{IF}))}^* & P_4^* H_{n-2\mu_{IF}}^* & P_3^* H_{-(n-2\mu_{IF})}^* \\ P_1^* H_n^* & P_2^* H_{-(n-(2\mu_{RF}+2\mu_{IF}))}^* & P_3^* H_{n-2\mu_{IF}}^* & P_4^* H_{-(n-2\mu_{IF})}^* \\ P_2^* H_n^* & P_1^* H_{-(n-(2\mu_{RF}+2\mu_{IF}))}^* & P_4^* H_{n-2\mu_{IF}}^* & P_3^* H_{-(n-2\mu_{IF})}^* \end{pmatrix} \times \begin{pmatrix} X_n^* \\ X_{-(n-(2\mu_{RF}+2\mu_{IF}))}^* \\ X_{n-2\mu_{IF}}^* \\ X_{-(n-2\mu_{IF})}^* \end{pmatrix} \quad (7)$$

[0044] 如果我们假定四个邻接副载波经历相同的信道和 IQ 失衡, 则 (7) 的频域扩展可以表达为

$$\begin{pmatrix} Y_n^* \\ Y_{-(n-(2\mu_{RF}+2\mu_{IF}))}^* \\ Y_{n-2\mu_{IF}}^* \\ Y_{-(n-2\mu_{IF})}^* \end{pmatrix} = \mathbf{X}_n^* \begin{pmatrix} P_1^* H_n^* \\ P_2^* H_{-(n-(2\mu_{RF}+2\mu_{IF}))}^* \\ P_3^* H_{n-2\mu_{IF}}^* \\ P_4^* H_{-(n-2\mu_{IF})}^* \end{pmatrix}, \quad (8)$$

其中  $\mathbf{X}_n^*$  是导频矩阵, 定义为

$$\mathbf{X}_n^* = \begin{pmatrix} X_n^* & X_{-(n-(2\mu_{RF}+2\mu_{IF}))}^* & X_{n-2\mu_{IF}}^* & X_{-(n-2\mu_{IF})}^* \\ X_{n+1}^* & X_{-(n+1)-(2\mu_{RF}+2\mu_{IF})}^* & X_{(n+1)-2\mu_{IF}}^* & X_{-(n+1)-2\mu_{IF}}^* \\ X_{n+2}^* & X_{-(n+2)-(2\mu_{RF}+2\mu_{IF})}^* & X_{(n+2)-2\mu_{IF}}^* & X_{-(n+2)-2\mu_{IF}}^* \\ X_{n+3}^* & X_{-(n+3)-(2\mu_{RF}+2\mu_{IF})}^* & X_{(n+3)-2\mu_{IF}}^* & X_{-(n+3)-2\mu_{IF}}^* \end{pmatrix} \quad (9)$$

[0045] 因此,  $\begin{pmatrix} P_1^* H_n^* \\ P_2^* H_{-(n-(2\mu_{RF}+2\mu_{IF}))}^* \\ P_3^* H_{n-2\mu_{IF}}^* \\ P_4^* H_{-(n-2\mu_{IF})}^* \end{pmatrix}$  (10) 的最小平方估计给出为

$$\begin{pmatrix} P_1^* H_n^* \\ P_2^* H_{(n-(2\mu_{RF}+2\mu_{IF}))}^* \\ P_3^* H_{n-2\mu_{IF}}^* \\ P_4^* H_{(n-2\mu_{IF})}^* \end{pmatrix} = \mathbf{X}_n^{-1} \begin{pmatrix} Y_n^* \\ Y_{(n-(2\mu_{RF}+2\mu_{IF}))}^* \\ Y_{n-2\mu_{IF}}^* \\ Y_{(n-2\mu_{IF})}^* \end{pmatrix} \quad (11).$$

[0046] 因此, IQ 失衡参数估计器电路 305 可以使用已知信号的逆和可控频率偏移接收器 301 的输出来找到 IQ 失衡参数。

[0047] 我们注意到  $\mathbf{X}_n'$  可能是非奇异的(如果  $\mu_{RF}$  和  $\mu_{IF}$  都是非零的),甚至是在两个载波使用相同的 SCH 时(即,  $\mathbf{X}_n' = \mathbf{X}_n$ )。图 4 示出当 PSS 用作两个载波的导频信号时, LTE DL 的估计误差。如所图示的,可控频率偏移使估计误差因数与具有不同小区 ID 的两个载波的估计误差因数可比。

#### [0048] 示范性方法

图 5 图示使用双载波接收器和可控频率偏移来确定 IQ 失衡参数的示范性方法。在 501 处,接收调制到第一射频(RF)载波频率和不同于第一 RF 载波频率的第二 RF 载波频率上的已知信号(例如导频或测试信号)。在上述方面,接收到  $r(t)$ 。

[0049] 在 503 处,由使用公共 RF 本地振荡器(LO)从相应 RF 载波频率到中间频率(IF)的转换并且由使用载波具体 IF LO 从 IF 到基带的另外的转换而将已知信号下转换到第一载波和第二载波的基带信号,其中作为可控频率偏移用作来自通过 LO 的 RF 到 IF 以及 IF 到基带中的至少一个的转换的一部分。与之前的论述相关,在此步骤中创建基带信号  $y$ 。

[0050] 在 505 处,从第一载波和第二载波的基带信号移除任何引入的可控频率偏移来产生第一载波和第二载波的接收信号的表示。在此点处,信号将是上述  $Y$ 。

[0051] 在 507 处,使用最小平方估计来导出用于第一载波和第二载波的接收信号  $Y$  的每个表示的 IQ 失衡参数。这是上述式子(6)的应用。

[0052] 图 6 图示下转换到基带信号的方法的示范性实施例。在 601 处,在 RF 混频器(例如混频器 401)处混频所接收的信号与 RF LO (其是以上在图 4 中定义并且图示的频率变换的接收信号)。

[0053] 在 603 处,在 IF 混频级处接收此混频器的输出用于处理中的两个载波。对于每个载波,在第一 IF 混频器(即 403)处混频 RF 混频器的结果与包含载波的两个 IQ 失衡参数的 IF LO。RF 混频器的结果也穿过复共轭单元(即 405)来生成结果的复共轭。在第二混频器(即 407)处混频此复共轭与包含载波的其他两个 IQ 平衡参数的镜像的 IF LO。加法器(即 409)将两个 IF 混频器的结果相加在一起。

[0054] 在 605 处,对于每个载波,将低通滤波器应用到相加的结果来获取载波的基带信号。

#### [0055] 示范性变量

如之前所论述的,在一些实施例中,数字前端的数字混频器用于移除所引入的频率偏移。在其它实施例中,代替使用数字混频器来补偿频率偏移,数字基带的 OFDM 处理在频域中(即,在 FFT 之后)将副载波索引调整相同的量。

[0056] 引入频率偏移的一个潜在问题是 IF 混频级的 DC 偏移的影响。由于 DC 偏移位于所希望的信号的数据副载波并且不是空的副载波,所以 IF LO 的频率偏移可能影响接收器

性能。然而,由于 DC 偏移问题来自于 IF 混频级(对照在 DCR 的情况下的 RF 混频级),所以 DC 偏移问题应该不与直接转换接收器(DCR)的问题一样严重。此外,有可能通过完成下文中的一个来减轻 DC 偏移的影响。第一,(以相同/相反的方向)将 RF LO 位移与 IF LO 相同的量。例如,如果  $\mu_{RF} = \mu_{IF}$ ,则载波中的一个不经历任何 DC 偏移(而另一载波仍然经历 DC 偏移)。类似地,如果  $\mu_{RF} = -\mu_{IF}$ ,则另一载波不经历任何 DC 偏移。第二,如之前所描述的,在 SCH 的接收期间,将频率偏移引入 RF LO 和/或 IF LO 中。一旦使用 SCH 估计 IQ 失衡参数,则在 PDSCH 的接收期间,移除 LO 的频率偏移( $\mu_{RF} = \mu_{IF} = 0$ )并且接收器的工作类似于图 2 中的传统的接收器。一般而言, IQ 失衡几乎保持常数而 LO 的频率偏移改变(这是由于它是相对小的位移,例如,几个副载波间隔)。

[0057] 如果应用误差校正码(例如, Turbo 码和 LDPC 码),则计算所有数据副载波的可靠性并且提供给解码器。通过考虑由 DC 偏移(由于所引入的频率偏移)扰乱的数据副载波(或一组数据副载波)的可靠性,有可能减轻 DC 偏移对接收器性能的影响。例如,每个数据副载波的对数似然比(LLR)可用作可靠性的测量。通过建模 DC 偏移作为未知(随机)变量,如果与没有 DC 偏移相比,则 DC 偏移附近的数据副载波的 LLR 接近于零。因此,由 DC 偏移扰乱的数据副载波对解码过程贡献较少并且它们可以由剩余的数据副载波恢复。

[0058] 不同频率偏移的引入可引起不同的估计误差因数。因此,有可能控制频率偏移来改进用户带宽的某一部分的估计精确度。当用户带宽的某一部分经历频率依赖 IQ 失衡并且因此不可能通过在整个带宽上平均它们而估计 IQ 失衡参数时,这尤其有帮助。

[0059] 图 7 图示具有不同小区 ID 的 IQ 失衡估计因数。此图 7 示出当 PSS 用作导频信号时, LTE DL 的估计误差因数。

[0060] 图 8 图示具有相同小区 ID 和可控频率偏移的 IQ 失衡估计误差因数。此图 8 示出当 PSS 作用于两个载波的导频信号时, LTE DL 的估计误差。它示出可控频率偏移使估计误差因数与具有不同小区 ID 的两个载波的估计误差因数可比。

[0061] 当然,可采用不同于本文具体阐述的那些方式的其它方式来实施本发明而不背离本发明的实质特性。本实施例在所有方面要考虑为说明性的和非限制性的,并且旨在将处于所附的权利要求的意义和等效范围内的所有改变包含于其中。

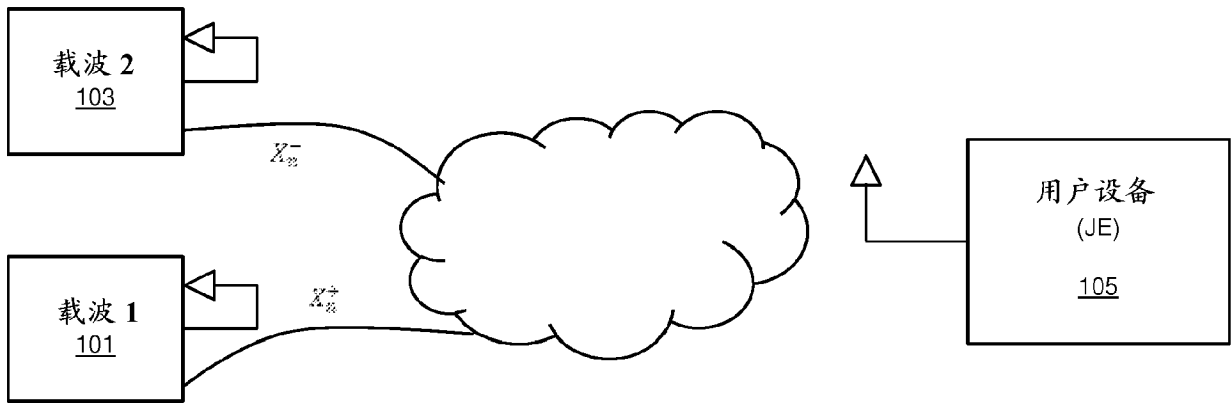


图 1

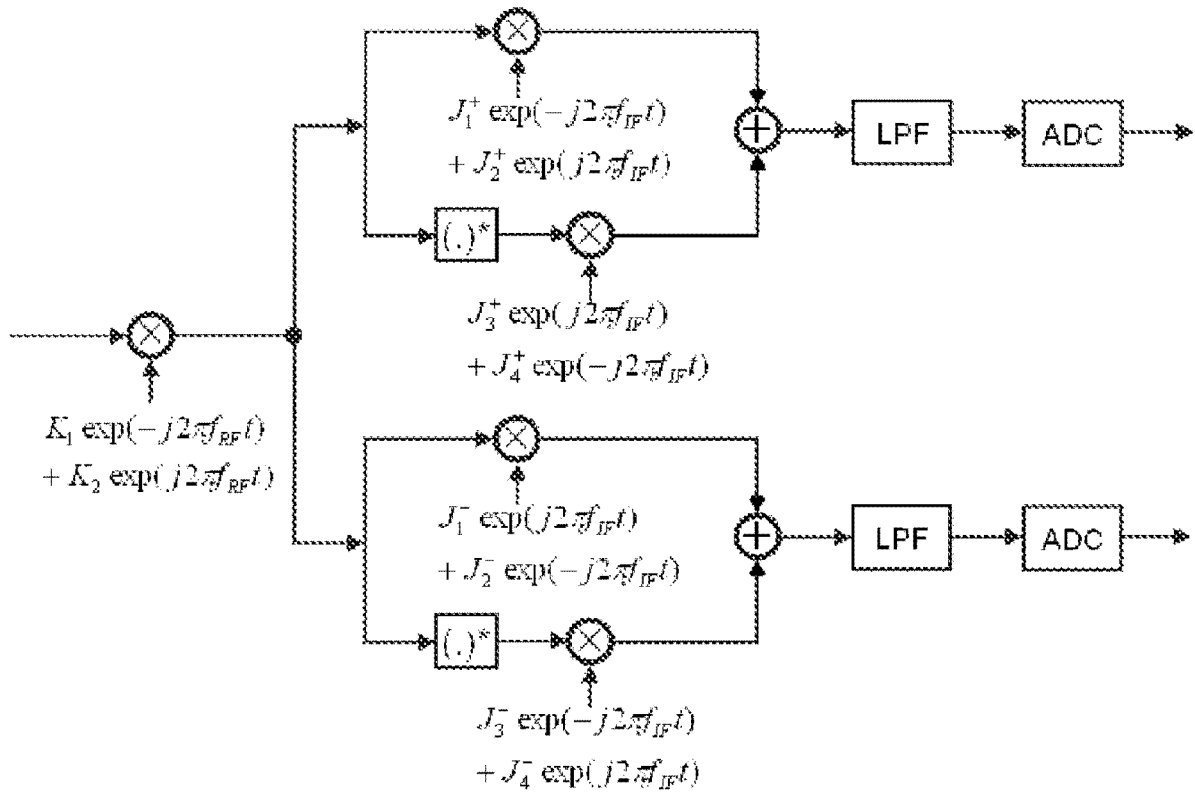


图 2

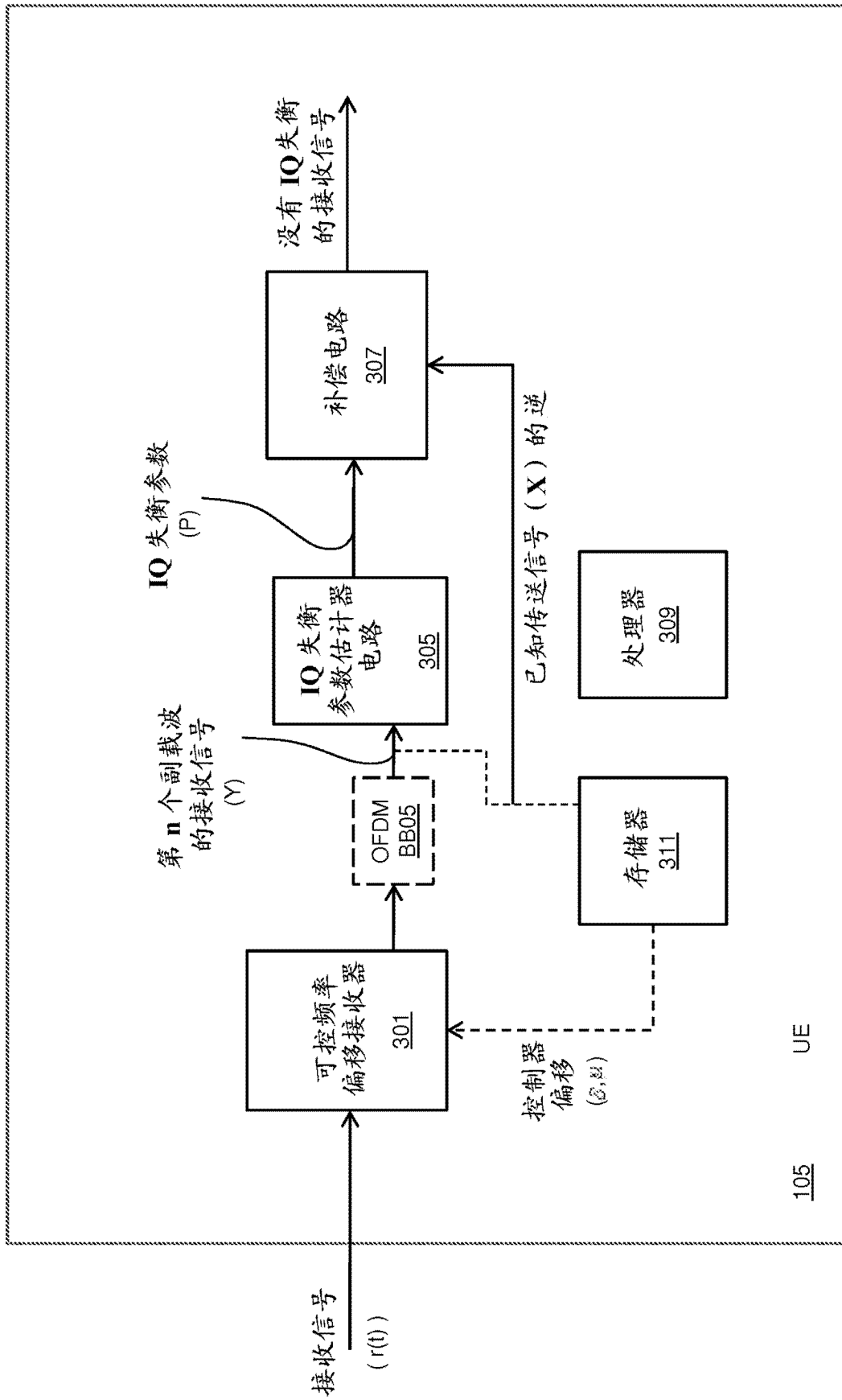


图 3

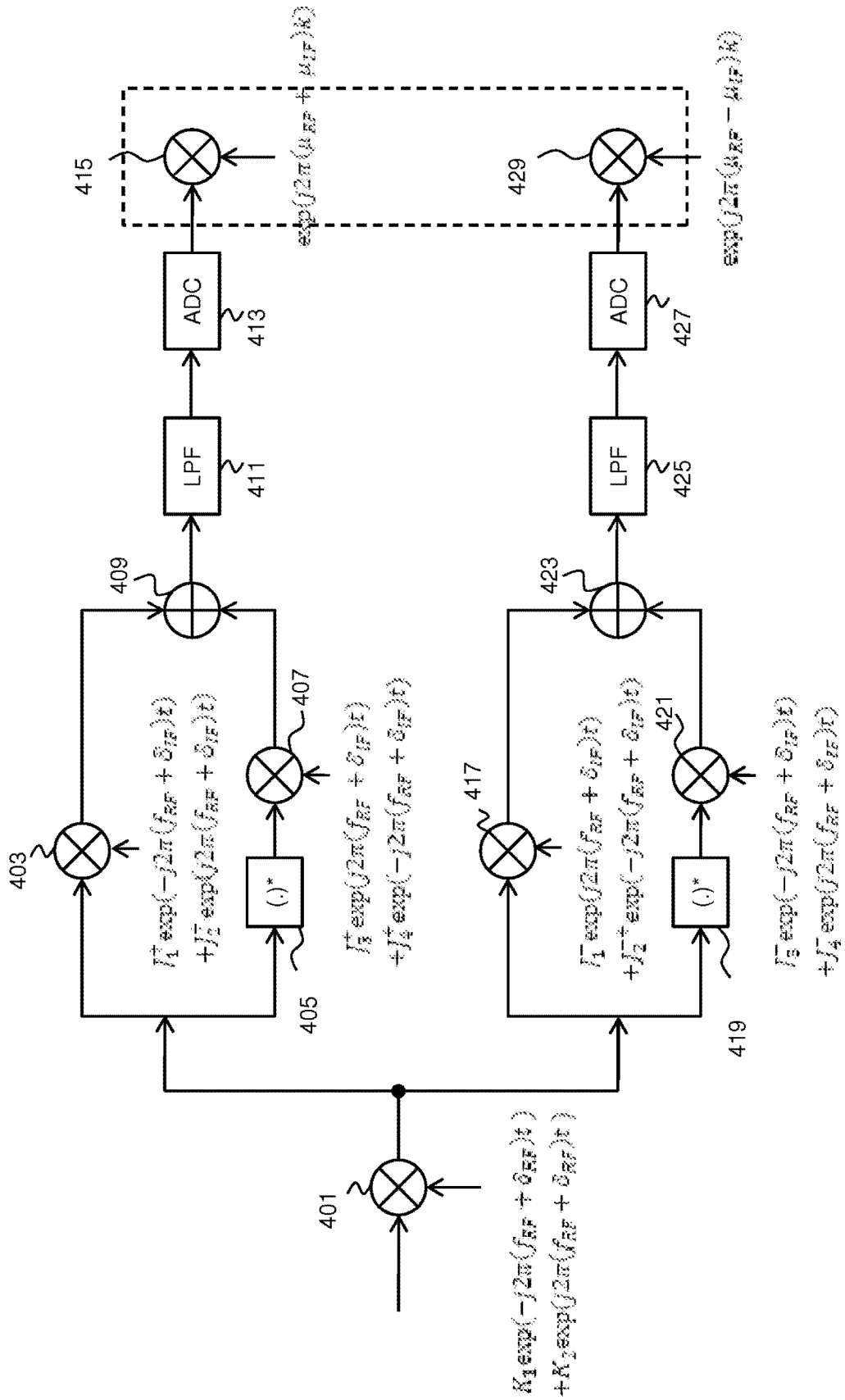


图 4

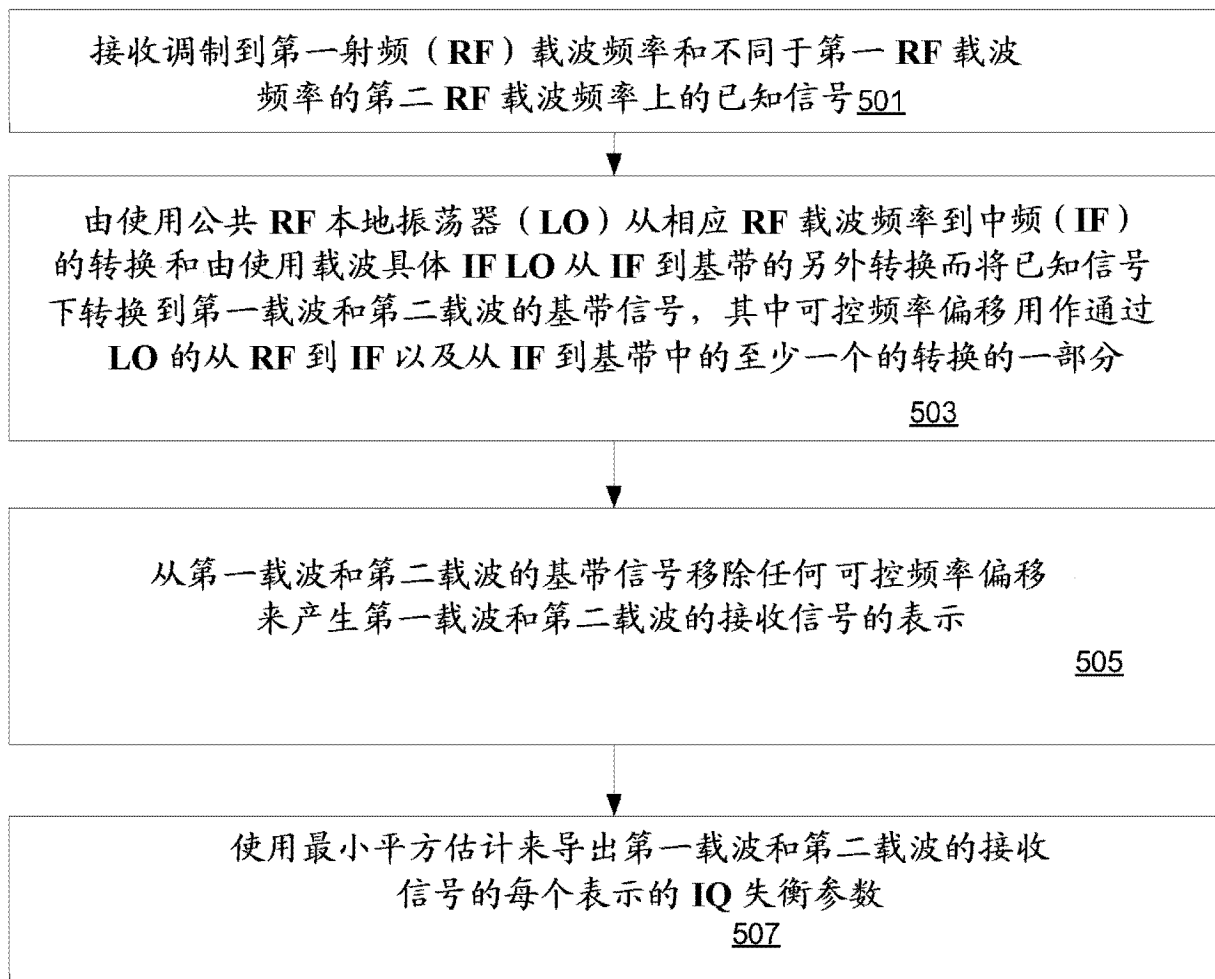


图 5



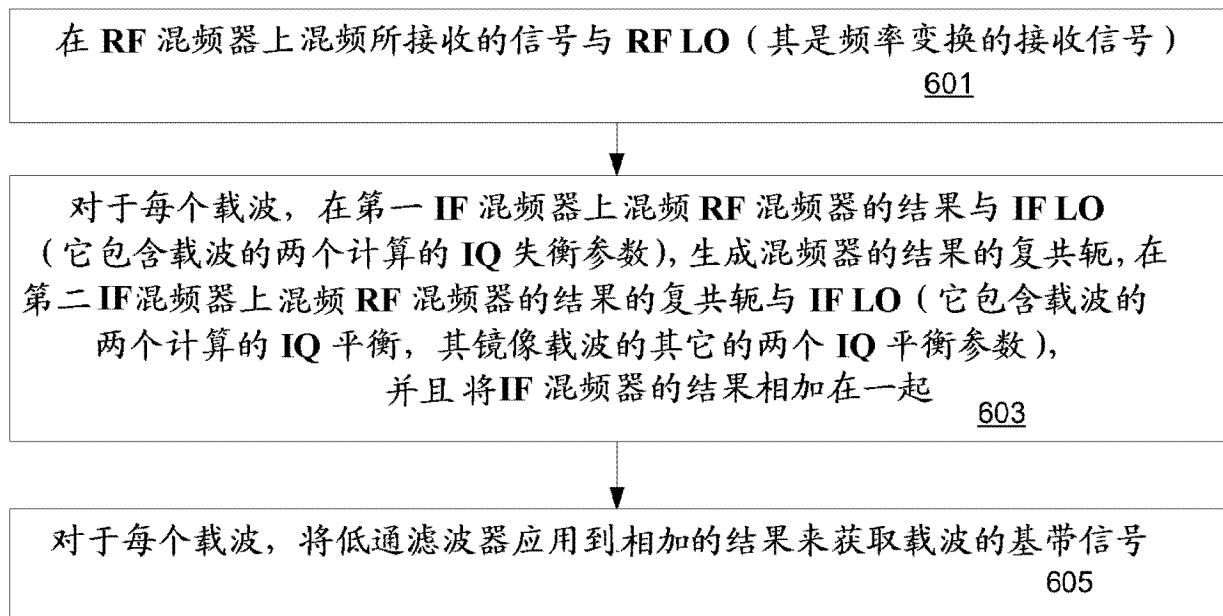


图 6

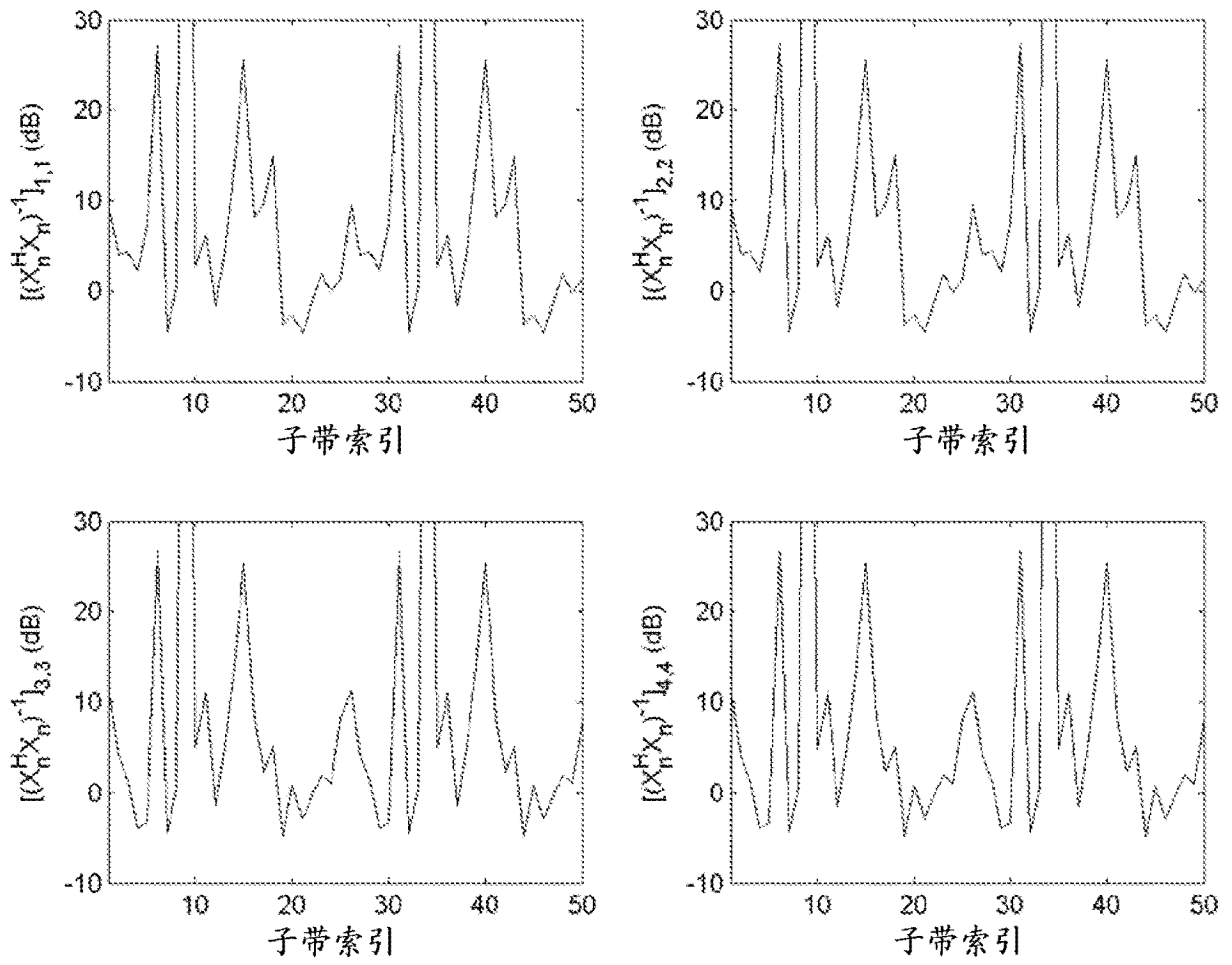


图 7

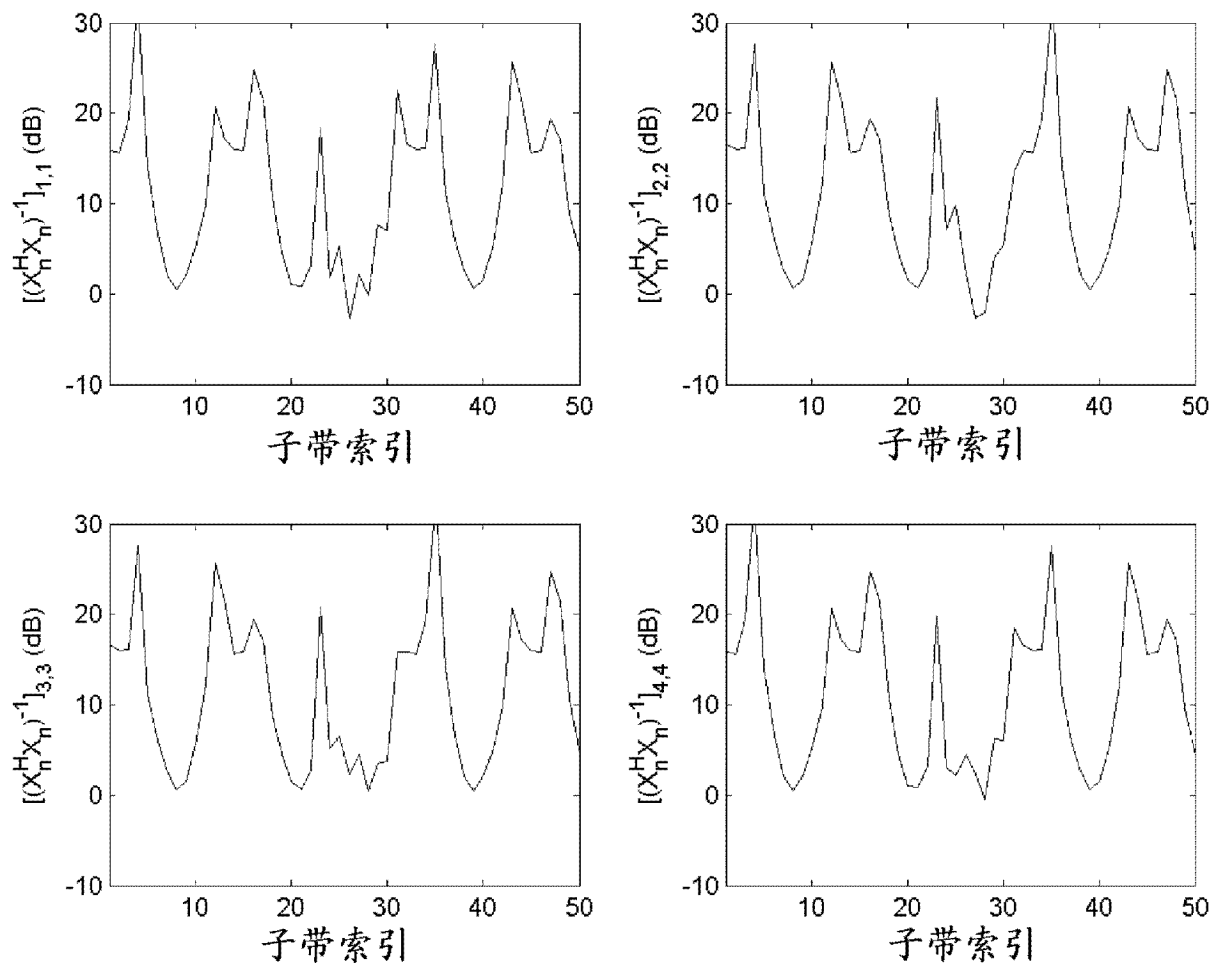


图 8