

[19] 中华人民共和国国家知识产权局

[51] Int. Cl.

H04B 1/06 (2006.01)

H04B 1/00 (2006.01)



[12] 发明专利说明书

专利号 ZL 200310115485.0

[45] 授权公告日 2009 年 7 月 22 日

[11] 授权公告号 CN 100517986C

[22] 申请日 2003.11.26

[21] 申请号 200310115485.0

[30] 优先权

[32] 2002.12.30 [33] EP [31] 02360380.6

[73] 专利权人 埃沃列姆公司

地址 法国巴黎

[72] 发明人 弗里德里希·恩德雷斯

吕克·达尔图瓦

[56] 参考文献

CN1220524 A 1999.6.23

Advanced DSP for I/Q imbalance compensation in a low-IF receiver. M. VALKAMA ET AL. IEEE INTERNATIONAL CONFERENCE ON COMMUNICATIONS, Vol. 2. 2000

Advanced method for I/Q imbalance compensation in a communication receiver. M. VALKAMA ET AL. IEEE TRANSACTIONS ON SIGNAL PROCESSING, Vol. 49 No. 10. 2001

审查员 王 琼

[74] 专利代理机构 北京市金杜律师事务所

代理人 张 维

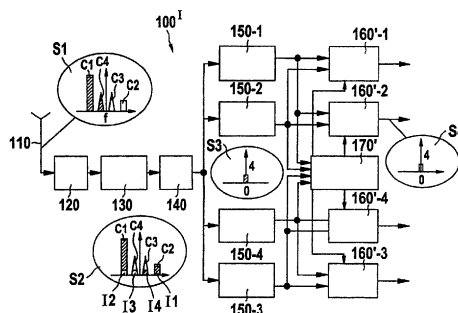
权利要求书 3 页 说明书 11 页 附图 4 页

[54] 发明名称

直接转换接收机

[57] 摘要

本发明公开了一种直接转换接收机 (100^I...100^{IV})，用于将接收的多载波信号向下转换到基带，前述多载波信号包括至少第一和第二载波信号，位于镜像载频。从而第一载波信号包括所述第二载波信号的镜像信号，此外，已知的直接转换接收机包括至少第一和第二数字向下转换器单元，用以在数字化后，从向下转换后的多载波信号中分离第一和第二载波信号。为了降低这种接收机的复杂程度，并使得它们适用于快速变化的情况，提出了在所述接收机 (100^I...100^{IV}) 中配备一种误差估计单元 (170^I...170^{IV})，用于计算补偿系数，该系数代表了包含在第一载波信号中的第二载波信号的镜像信号的份额和/或相位位置，基于所述补偿系数，消除不希望出现的镜像信号。



1. 一种直接转换接收机 ($100^I \dots 100^{IV}$), 用于通过天线 (110) 接收信号, 前述信号包括至少第一和第二载波信号, 位于镜像载频, 该直接转换接收机包括:

正交解调器 (130), 用于将所述信号向下转换到基带, 从而第一载波信号包括所述第二载波信号的镜像信号;

模/数转换器 (140), 将向下转换后的所述信号进行数字化;

至少第一和第二数字向下转换器单元 (150-1...150-4), 用以从数字化的向下转换后的信号中分离第一和第二载波信号, 并且转换分离后的第一和第二载波信号, 使其分别以频率平面中预定频率为中心;

第一补偿级 ($160'-1$), 用于输出净化的第一载波信号, 其中基于第一个第二类型补偿系数, 至少部分消除了不希望出现的第二载波信号的镜像信号;

第二补偿级 ($160'-2$), 用于输出净化的第二载波信号, 其中基于第二个第二类型补偿系数, 消除了不希望出现的第一载波信号的镜像信号; 以及

误差估计单元 (170^{II}), 用于计算所述第一个和第二个第二类型补偿系数;

其特征在于,

所述直接转换接收机实现为用于处理代表多载波信号的信号的直接转换接收机 DCR; 以及

所述误差估计单元 ($170' \dots 170^{IV}$) 分别基于接收的由所述第一和第二补偿级 ($160'-1$, $160'-2$) 输出的净化的第一和第二载波信号, 计算所述第一个和第二个第二类型补偿系数。

2. 按照权利要求 1 的直接转换接收机 (100^I), 其特征在于,

所述第一补偿级 ($160'-1$) 分别接收第一和第二数字向下转换器 (150-1, 150-2) 输出的转换后的第一和第二载波信号; 以及

所述第二补偿级 ($160'-2$) 分别接收第一和第二数字向下转换器输

出的转换后的第一和第二载波信号。

3. 按照权利要求 2 的直接转换接收机，其特征在于，第一或第二补偿级（160'-j, j=1-4）包括：

第一乘法单元（161'），用以将第二数字向下转换器输出的，转换后的第二载波信号的虚分量（ $Q_{\text{image},\text{in}}$ ）与补偿系数的实分量（a）相乘；

第二乘法单元（162'），用以将第二数字向下转换器输出的，转换后的第二载波信号的实分量（ $I_{\text{image},\text{in}}$ ）与补偿系数的实分量（a）相乘；

第三乘法单元（163'），用以将第二数字向下转换器输出的，转换后的第二载波信号的实分量（ $I_{\text{image},\text{in}}$ ）与补偿系数的虚分量（b）相乘；

第四乘法单元（164'），用以将第二数字向下转换器输出的，转换后的第二载波信号的虚分量（ $Q_{\text{image},\text{in}}$ ）与补偿系数的虚分量（b）相乘；

第一加法单元（165'），它将第三乘法单元的输出信号与第一数字向下转换器输出的转换后的第一载波信号的实分量（ $I_{\text{desired},\text{in}}$ ）相加，并从中减去第一乘法单元的输出信号，生成所需的净化后的第一载波信号的实分量；

第二加法单元（166'），它从第二数字向下转换器输出的转换后的第一载波信号的虚分量（ $I_{\text{desired},\text{in}}$ ）中减去第二和第四乘法单元的输出信号，生成所需的净化后的第一载波信号的虚分量。

4. 按照权利要求 1 的直接转换接收机（100^{II}），其特征在于，所述误差估计单元（170^{III}）用于通过第二信号频率转换的相关，计算补偿系数，作为比例调整后的复相关系数，第二信号由第二补偿级输出，第一载波信号中包含不需要的第二补偿级的镜像和第一补偿级输出的所需第一载波信号。

5. 一种通过天线（110）接收信号的方法，前述信号包括至少第一和第二载波信号，位于镜像载频，该方法包括以下步骤：

将所述接收的信号向下转换到基带，从而第一载波信号包括所述第二载波信号的镜像信号；

将向下转换后的信号进行数字化，

从数字化的向下转换后的信号中分离第一和第二载波信号；以及

转换分离后的第一和第二载波信号，使其以频率平面中预定频率为中心；

生成净化的第一载波信号，其中基于第一个第二类型补偿系数，至少部分消除了不希望出现的第二载波信号的镜像信号；

生成净化的第二载波信号，其中基于第二个第二类型补偿系数，消除了不希望出现的第一载波信号的镜像信号；

其特征在于，

所述信号代表多载波信号并且根据直接转换原理对所述信号进行处理；以及

所述第一个和第二个第二类型补偿系数是分别基于接收的净化的第一和第二载波信号而计算的。

直接转换接收机

技术领域

本发明涉及直接转换接收(DCR)，用于通过天线接收多载波信号，前述多载波信号包括至少第一和第二载波信号，分别位于第一和第二镜像载频。本发明还涉及用于接收这种多载波信号的一种方法，实现这种方法的一种计算机程序，一种误差估计单元以及这种直接转换接收机的补偿级。

背景技术

直接转换接收机 DCR 在本领域中众所周知。它们一般包括前端单元，用以从天线和正交解调器接收多载波信号，前述正交解调器将所述接收的多载波信号向下转换到基带。向下转换处理的不利方面是第一载波信号包括所述第二载波信号的镜像信号，反之亦然。

图 7 说明了在传统的正交解调处理过程中生成镜像信号 I1、I2。在图 7 的左边，示出了通过天线接收的多载波信号。它包括例如第一载波信号 C1 和第二载波信号 C2，它们都没有镜像信号。这两个载波信号分别位于第一和第二镜像载频。这两个镜像载频对称地分布于中心频率 f_c 两侧。在图 7 的右部，示出了经过正交解调器转换处理后的载波信号。可以看出，向下转换后的第一载波信号 C1 包括第二载波信号 C2 的镜像信号 I2，所述第二载波信号包括第一载波信号 C1 的镜像信号 I1。人们并不希望出现这两个镜像信号，因为它们使得所需的载波信号的恢复更为困难。恢复的困难程度取决于镜像信号与载波信号的比率，该比率本身取决于模拟正交解调器实现的失真（增益，相位和正交失配）程度，以及 A/D 转换器链中的类似失真。

传统的直接转换接收机 DCR 还包括将向下转换后的多载波信号

进行数字化的模/数转换器，以及至少第一和第二向下转换器 DDC 单元，用以从数字化的向下转换后的多载波信号中分离第一和第二载波信号，并且转换分离后的第一和第二载波信号，使其以频率平面中预定频率为中心。在图 7 的右侧，所述预定频率设置为 0。

在现有技术中，已经有若干方法可以用来滤去不希望出现的镜像信号。用于正交调制器的方法例如可以从 Faulkner、Mattsson 和 Yates 在“Electronic Letters”1991 年 1 月 31 日第 27 卷第三篇题为“Automatic Adjustment of Quadrature Modulators”的文章中得知。所述文章中公开的镜像滤除方法实际上也可以应用于正交解调器。但是，所述方法需要相当复杂的电路和/或特殊信号来校准。此外，所述文章中提出的镜像滤除方法是将结果进行迭代，它无法应用于快速变化的情况，例如在按照 GSM 标准使用的具有快速跳频和上行链路断续传输的多载波接收机中遇到的情况。

发明内容

基于现有技术，本发明的目的是改进已知的直接转换接收机，并提供一种接收多载波信号的方法，实现所述方法的一种计算机程序，一种误差估计单元以及这种直接转换接收机的补偿级，使得镜像滤除的实现复杂度较小，并且精确性和稳定性更好。

确切地说，对上述直接转换接收机来说，该目的通过提供一种计算补偿复数系数的误差估计单元以及至少第一补偿级来实现，前述补偿复数系数代表了包含在第一载波信号的第二载波信号的镜像信号中的份额和/或相位，前述第一补偿级用以针对所述补偿系数从第一载波信号中消除不需要的镜像信号。

这样构造的直接转换接收机的实现相当简单，能够容易地进行镜像滤除。本发明的另一优点是在所有实施例中，可以立刻正确计算出补偿系数，使得对载波信号中的镜像信号实现充分抑制，并且能够进行载波信号的进一步处理；因此，对大多数应用而言，不需要例如通过多次递归处理来进一步调整所述补偿系数。

在直接转换接收机中，术语‘直接’意味着在表示复数模拟信号的基带中直接完成 A/D 转换，而不是采用中间频率采样和数字化方法，这种方法不存在镜像问题，但对 A/D 转换器提出了更高的性能要求。也就是说，本专利也可以应用于具有第一中间频率带的超外差式接收机。

总之，本专利应用于接收频带的模拟复数表示通过一组 A/D 转换器进行数字化的任何接收机。

按照第一实施例，根据 DDC 单元输出的转换后的向下转换载波信号计算补偿系数，提供给位于所述 DDC 单元后的串行连接的各个补偿级。因为所述开环构造，补偿系数的递归调整既不可能，也不需要，因为计算得到的补偿系数已经足够精确，能够为大多数应用适当地消除镜像信号。

按照本发明的若干其它实施例，补偿系数在递归处理中计算，其中考虑了直接转换接收机的至少部分净化后的输出信号。但是，按照本发明的优化补偿系数的处理相当快捷，一般只需要执行一次递归处理就能够得到适当的补偿系数，利用该系数就能够充分抑制不希望出现的镜像信号，并且允许对载波信号的进一步处理。但是，对需要相当干净的信号的应用而言，这些实施例可以执行进一步递归，从而进一步优化补偿系数。

该 DCR，尤其是它的补偿级及其误差估计单元的优选实施例，是从属权利要求的主题。

上述确定的目的还通过接收多载波信号，滤除这些载波信号内不希望出现的镜像的一种方法，以及实现所述方法的一种计算机程序来实现。此外，该目的还通过误差估计单元和直接转换接收机的补偿级来实现。所述方案的优势与上述直接转换接收机的优势相应。

附图说明

下面参考七张附图和说明书，以优选实施例的形式说明本发明，在附图中：

图 1 示出了按照本发明的直接转换接收机的第一实施例;

图 2 示出了按照本发明的直接转换接收机的第二实施例;

图 3 示出了在直接转换接收机的第一和第二实施例中采用的按照本发明的间接补偿器的优选实施例;

图 4 示出了按照本发明的直接转换接收机的第三实施例;

图 5 示出了按照本发明的直接转换接收机的第四实施例;

图 6 示出了直接转换接收机的第三实施例和第四实施例中采用的按照本发明的直接补偿器; 以及

图 7 示出了本领域中众所周知的正交解调处理所引起的载波信号的变化。

具体实施方式

图 1 示出了按照本发明的直接转换接收机 DCR 100' 的第一实施例。

所述 DCR 100' 用于通过天线 110 接收包括位于镜像载频的至少第一和第二载波信号的多载波信号, 见点 S1。在通过前端 120 之后, 多载波信号通过正交解调器 130 直接向下转换到基带, 前述前端 120 本身可以包括一些频带变换。前面结合图 7 描述过, 所述传统正交解调器 130 的有限镜像滤除性能导致所需载波信号及其镜像的重叠。对于包含四个载波信号 C1, C2, C3 和 C4 的多载波信号的这一效果通过图 1 所示点 S1 和 S2 进一步说明。载波信号 C1...C4 所引起的镜像分别由标号 I1...I4 表示。

经正交解调器 130 输出, 复基带的同相和正交分量分别由模/数 AD 转换器 140 进行数字化。因此, 多载波基带信号所包含的载波由数字向下转换器 DDC 150-1...150-4 分离, 这些数字向下转换器 DDC 150-1...150-4 分别用于各个所述载波。在图 1 中, 提供了 4 个 DDC, 用于分离点 S1 和 S2 中所示的四个载波 C1...C4。此外, 这些 DDC 用于将载波信号的频率转换成以频率平面 0 赫兹为中心。在 DDC 的输出端, 镜像信号分量 I1...I4 仍然存在于载波信号 C1...C4 内部。

按照本发明,每个分离的载波 $C1...C4$ 随后在单独协作的补偿级 $160'-1...160'-4$ 中处理。确切地说,第一 DDC 150-1 输出的转换后的第一载波信号由第一补偿级 $160'-1$ 处理。其它 DDC 和补偿级有着相同的协同处理。补偿级 $160'-1...160'-4$ 基于提供的补偿系数,从载波信号中消除不希望出现的镜像信号。这样,在按照图 1 的第一实施例中,所述补偿级 $160'-1...160'-4$ 的每一个输出一个净化的载波信号,该信号没有不希望出现的镜像信号分量;补偿级的这种镜像滤除效果由图 1 的点 S3 和 S4 示出。

为了实现所述镜像消除,补偿级 $160'-1...160'-4$ 需要关于待消除的不希望出现的镜像信号分量的份额/幅值和/或相位信息。该信息通过所述补偿系数提供给补偿级,这些补偿系数由误差估计单元 170 为每个所述补偿级单独计算。为了区分在第一实施例中计算的补偿系数和后面描述的其它实施例中计算的补偿系数,第一实施例中的补偿系数被称为第一类型补偿系数。

第一实施例的误差估计单元 170' 用以计算第一类型补偿系数,后者代表了需要净化的载波信号内不希望出现的镜像信号的幅值/份额和/或相位。确切地说,根据图 1,假定第一载波信号 $C1$ 包括第二载波信号 $C2$ 的不希望出现的镜像,反之亦然。此外,假定在向下转换之后,第三载波信号 $C3$ 包括第四载波信号 $C4$ 的镜像 $I4$,反之亦然。因此,第一补偿级 $160-1$ 用以从第一载波信号 $C1$ 中消除第二载波信号 $C2$ 的镜像 $I2$ 。为了实现这一点,第一补偿级 $160'-1$ 接收第一和第二载波信号,及其单独的补偿系数。

误差估计单元 170' 原则上通过关联所需载波信号的 DDC 的输出和镜像载波的 DDC 输出,生成所述补偿系数。例如,为了生成第一补偿级 $160'-1$ 的单独补偿系数 $CC1$,误差估计单元 170' 为第一载波信号关联第一 DDC 150-1 的输出,利用第二 DDC 150-2 的输出,也就是转换后的第二载波信号,净化第一载波信号,第二载波信号的镜像包含在转换后的第一载波信号中。根据所述复数补偿系数 $CC1$ 以及两个数入信号的电平,也就是转换后的向下转换第一和第二载

波信号的电平，第一补偿级 160'-1 计算净化后的第一载波信号。

补偿系数经常只是随时间缓慢变化。这种情况下，不时计算这些补偿系数 CC_i ($i=1-4$) 就已足够。补偿系数可以依次计算和离线计算，这样就只需要有限的硬件和/或软件资源。

但是，如果需要在线/实时镜像滤除，补偿级 160'-1...160'-4 必须缓存一定比例的前述输入信号，等待误差估计单元 170' 提供相应的补偿系数。在误差估计单元 170' 评估了转换后的向下转换后的第一和第二载波信号之后，计算第一补偿系数 CC_1 ，后者代表了转换后的向下转换后的第一载波信号中第二载波信号的镜像信号的幅值/份额和/或相位。之后，将这个补偿系数 CC_1 提供给第一补偿级 160'-1。在所述补偿级 160'-1 中，利用所述补偿系数 CC_1 处理缓存的输入信号，生成所需的净化的第一载波信号。

在本申请的所有描述中，术语“净化”意味着在载波信号中不再有镜像信号。由于补偿系数 CC_1 的单独计算得到的是一个非常精确的补偿系数值，这样，在大多数应用中，可以充分消除被净化载波信号中不希望出现的镜像信号分量；通常，不需要对补偿系数 CC_1 进行进一步调整，因此上述方法最适合快速变化的情况。

误差估计单元 170' 和第一补偿级 160'-1 的上述操作也适用于图 1 所示的其它补偿级 160'-2、160'-3 和 160'-4 的操作。

图 2 示出了按照本发明的直接转换接收机的第二实施例。这里，天线 110、前端 120、正交解调器 130、模/数转换器 140、直接向下转换器 150-1、150-4 和间接补偿级 160'-1...160'-4 以及所述部件的操作与前面针对第一实施例描述的具有相同标号的部件及操作相同。

但是，按照图 2 的 DCR 的第二实施例与第一实施例的不同点在于，误差估计单元 170'' 的输入现在从补偿级 160'-1...160'-4 的输出中获得。其效果是，误差估计以递归方式工作。补偿级 160'-1...160'-4 的输出中剩余的镜像分量用于在递归处理中修正补偿系数 CC_i ， $i=1-4$ 。所述提出的递归最好能够很快收敛，从而通常仅一个递归处

理就足以充分抑制镜像信号。

图3示出了在图1和2的DCR第一和第二实施例中分别采用的间接补偿级160'-1...160'-4的优选实施例。

根据图3,显然每个补偿级接收需要净化的转换后的载波信号的实分量 $I_{\text{desired,in}}$ 。此外,接收需要净化的转换后的载波信号的虚分量 $Q_{\text{desired,in}}$ 。为了计算净化分量 $I_{\text{desired,out}}$ 和 $Q_{\text{desired,out}}$, 补偿级160'还接收转换后的载波信号的实分量 $I_{\text{image,in}}$, 转换后的载波信号的镜像包括在需要净化的转化后的载波信号中。此外, 间接补偿级160'接收转化后的载波信号的虚分量 $Q_{\text{image,in}}$, 转换后的载波信号的镜像包括在端口处需要净化的转化后的载波信号中。最后, 间接补偿级160接收调整的补偿系数的实分量 a 和虚分量 b 。

为了计算所需的净化的输出信号, 每个补偿级160'最好包括第一乘法单元161', 用以将转换后的镜像载波信号的虚分量与补偿系数的实分量 a 相乘。此外, 它包括第二乘法单元162', 用以将所述转换后的镜像载波信号的实分量 $I_{\text{image,in}}$ 与补偿系数的实分量 a 相乘。此外, 它包括第三乘法单元163', 用以将转换后的镜像载波信号的实分量 $I_{\text{image,in}}$ 与补偿系数的虚分量 b 相乘, 以及第四乘法单元164', 用以将转换后的镜像载波信号的虚分量 $Q_{\text{image,in}}$ 与补偿系数的虚分量 b 相乘。此外, 每个补偿级包括第一加法单元165', 它将第三乘法单元163'的输出与需要净化的转换后的载波信号的实分量相加, 并从中减去第一乘法单元161'的输出, 生成所需净化载波信号的实分量。最后, 每个补偿级160'包括第二加法单元166', 用于从需要净化的转换后的载波信号的虚分量 $Q_{\text{desired,in}}$ 中减去第二乘法单元162'的输出和第四乘法单元164'的输出, 生成净化载波信号的虚分量。

直接补偿级160'的操作从数学上可以表述成以下转换功能:

$$S_{\text{desired,out}} = S_{\text{desired,in}} - S_{\text{image,in}}^* \cdot c \quad (1)$$

其中

$S_{\text{desired,out}}$ 代表了所需的校正后的复数输出信号;

$S_{\text{desired,in}}$ 代表了所需的校正前的复数输入信号;

$S^*_{\text{image},\text{in}}$ 代表了频率转换后的复数输入镜像信号；以及
 C 代表了复数比例因子。

分离实分量和虚分量，等式 1 可以写成：

$$I_{\text{desired},\text{out}} = I_{\text{desired},\text{in}} - a \cdot Q_{\text{image},\text{in}} + b \cdot I_{\text{image},\text{in}} \quad (2)$$

$$Q_{\text{desired},\text{out}} = Q_{\text{desired},\text{in}} - a \cdot I_{\text{image},\text{in}} - b \cdot Q_{\text{image},\text{in}} \quad (3)$$

其中：

I_x 代表了信号在相位分量上的实部分；

Q_x 代表了信号在正交分量上的虚部分；

a 代表了 c 的实分量；

b 代表了 c 的虚分量。

图 4 示出了按照本发明的直接转换接收机的第三实施例。天线 110、前端 120、正交解调器 130、模/数转换器 140、直接向下转换器 150-1...150-4 以及这些部件的操作与前面描述的相同。

但是，直接转换接收机的第三实施例与第二实施例实质上的不同点在于，补偿级 160''-1...160''-4 现在串行连接在 A/D 转换器 140 和数字向下转换器 150-1 之间。因此，所述 A/D 转换器 140 输出的数字化多载波信号现在由所述补偿级 160''-1...160''-4 接收，这些补偿级输出净化的多载波信号；也就是输出的多载波信号实际上没有不希望出现的镜像信号。单独协同的数字向下转换器 150-1...150-4 接收补偿级 160''-1...160''-4 输出的净化后的多载波信号，用于从所述净化的多载波信号中分离单个载波。

换句话说，与实施例 1 和 2 相比，补偿级所实现的净化处理此处是在 DDC 执行分离处理之前完成的。但是，与实施例 1 和 2 不同，补偿系数（第三类型）现在基于 DDC 信道的输出信号计算。通过这种方式，补偿系数的单独调整可以针对需要从多载波信号中选出的载波信号，提供给所述补偿级 160''-1...160''-4。用于计算这些单独的补偿系数的误差估计单元在实施例 3 中由标号 170''' 表示。

图 5 示出了提出的直接转换接收机 DCR 的第四实施例。第四实施例的构造与第三实施例的区别在于，第四实施例促使第三实施例

中采用的多个补偿级，此处被替换成仅有的单个补偿级 160''。因为这种变化，误差估计单元 170^{IV} 现在基于所述数字向下转换器 150-1...150-4 输出的单个信号，因此，为所述单个补偿级 160'' 只生成一个第四类型补偿系数。因为现在只有一个补偿系数提供给所述单个补偿级，所述补偿系数不会针对多载波信号中包括的每个载波信号单独调整，前述多载波信号由所述补偿级所处理，之后由所述数字向下转换器 150-1...150-4 分离载波信号。这样，与例如实施例 3 相比，在所述数字向下转换器输出的信号中不希望出现的镜像信号的消除并不理想。但是，与实施例 2 和 3 一样，实施例 4 中补偿系数的生成也在闭环中完成。因此，同样在实施例 4 中，补偿系数的任意精确度都可以通过比其它实施例中更多次的闭环操作来完成。

图 6 示出了实施例 3 和 4 中采用的补偿级 160''-1...160''-4 或 160'' 的优选实施例。可以看出，所述补偿级接收误差估计单元 170^{IV} 所生成的多载波信号的补偿系数的实分量 $I_{\text{desired, multi-in}}$ ，虚分量 $Q_{\text{desired, multi-in}}$ 以及幅值 k 和相位 p 。为了生成净化的多载波信号的实分量 $I_{\text{desired, multi-out}}$ ，从接收的实分量 $I_{\text{desired, multi-in}}$ 中减去常量 I_{2DC} 。为了执行该操作，补偿级 160'' 包括减法单元 161''。

此外，补偿级 160'' 包括第一乘法器 163''，用以将生成的净化后的多载波输出信号的实分量 $I_{\text{desired, multi-out}}$ 乘上第一因子 $x1 = k \cdot \sin(p)$ ，其中 k 表示补偿系数的幅值， p 代表了所述补偿系数的相位。

所述第一乘法器 163'' 生成了第一中间信号。此外，补偿级 160'' 包括第二减法单元 164''，用以将第一中间信号与接收的多载波信号的虚分量 $Q_{\text{desired, multi-in}}$ 相加，并从中减去第二常量 Q_{2DC} ，生成第二中间信号。最后，为了生成净化的多载波信号的所需虚分量 $Q_{\text{desired, multi-out}}$ ，补偿级 160'' 包括第二乘法器 165''，它将所述第二中间信号与第二因子 $x2 = 1 : (k \cdot \cos(p))$ 相乘。

所述补偿级 160'' 的操作可以从数学上表示成以下算法：

$$I_{\text{desired, multi-out}} = I_{\text{desired, multi-in}} - I_{2DC}$$

$$Q_{\text{desired, multi-out}} = \frac{Q_{\text{desired, multi-in}} - Q_{2DC} + (I_{\text{desired, multi-in}} - I_{2DC}) \cdot k \cdot \sin(p)}{k \cdot \cos(p)}$$

最后，按照本发明的所有实施例中采用的误差估计单元 170^I...170^{IV} 的通用操作以数学形式表示。前面提到，误差估计单元用以估计未知的补偿系数，这意味着尤其在实施例 3 和 4 采用的直接误差补偿时，或者采用复数比例因子的形式时，的幅值和相位不平衡，这意味着实施例 1 和 2 中采用或实现的间接误差补偿情况下的实分量和虚分量的形式。按照本发明，误差估计通过对应镜像信道的“频率转换”信号和所需信道的信号来实现。调整的复数系数用于计算间接补偿中使用的比例因子，而调整的关联系数用于计算解调器的实分量和虚分量的幅值和相位。该算法可以如下表示：

$$xy = \sum_{i=1}^n (Q_{i, \text{desired}} \cdot I_{i, \text{image}} + I_{i, \text{desired}} \cdot Q_{i, \text{image}}) + j \cdot (Q_{i, \text{desired}} \cdot Q_{i, \text{image}} - I_{i, \text{desired}} \cdot I_{i, \text{image}})$$

$$xxw = \sum_{i=1}^n I_{i, \text{desired}}^2 + Q_{i, \text{desired}}^2$$

$$xxi = \sum_{i=1}^n I_{i, \text{image}}^2 + Q_{i, \text{image}}^2$$

$$c = \frac{xy}{xxi} \cdot \left[1 - 0.5 \cdot \left(\frac{xxw}{xxi} \right)^2 \right] \quad \text{对于 } xxi \geq xxw$$

$$c = \frac{xy}{xxw} \cdot \left[1 - 0.5 \cdot \left(\frac{xxi}{xxw} \right)^2 \right] \quad \text{对于 } xxi < xxw$$

$$k = 1 + 2,047 \cdot \text{imag}(c)$$

$$p = -2 \cdot \text{real}(c)$$

k & p 公式这里只是第一级数近似，但已经足够精确，能够保证在这里描述的递归实施例中实现快速收敛。

其中

x1 代表了所需信号和镜像信号之间的复数关联系数；

xxw 代表了所需信号序列的能量；

xxi 代表了镜像信号序列的能量；

I_i 代表了采样 i 的同相分量；

Q_i 代表采样 I 的正交分量;

n 代表了例如无线时隙中用于关联的采样数量;

c 代表了间接补偿方法所需的比例因子;

k 代表了 IQ 解调器的幅值不平衡;

p 代表了 IQ 解调器的相位不平衡。

在本发明的所有实施例中, DDC 和/或补偿级的数量最好与接收的多载波信号中包含的载波数量相对应。该数量不受本发明的任何实施例限制, 即使为了便于说明, 一些给出的实施例仅仅有两个载波。

这一说明同样适用于镜像载波之间的关联。为了简单起见, 尤其在图 1 和 2 以及相关描述中, 镜像之间的关联是预定的。在一般情况下, 假定作为框 170 的一部分, 变量还检查并预测哪些载波具有与镜像载波关联, 这尤其发生在跳频模式和断续接收情况下。如果给定活跃载波没有镜像载波, 那么框 170 决定是否临时停止更新系数, 保持前一值, 直到镜像重新出现。同样对框 160 的输入而言, 框 170 可以在这种情况下将系数强制置为 0。

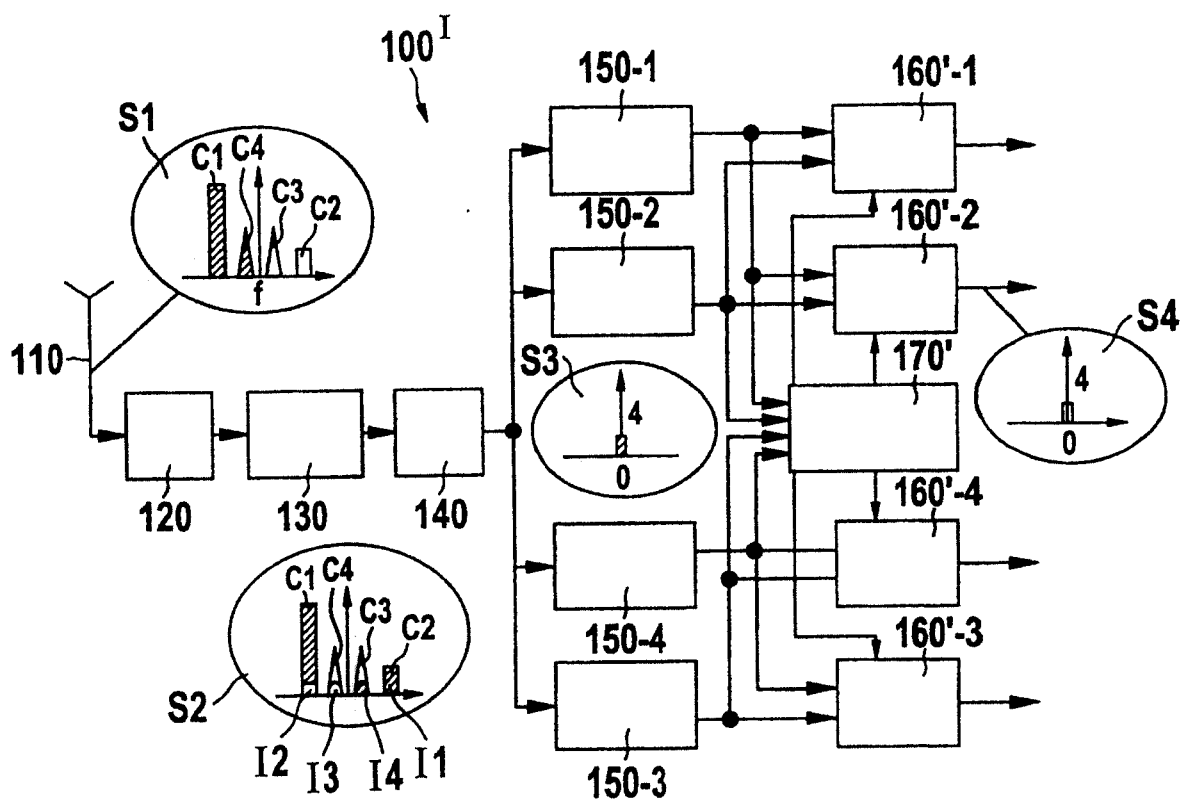


图 1

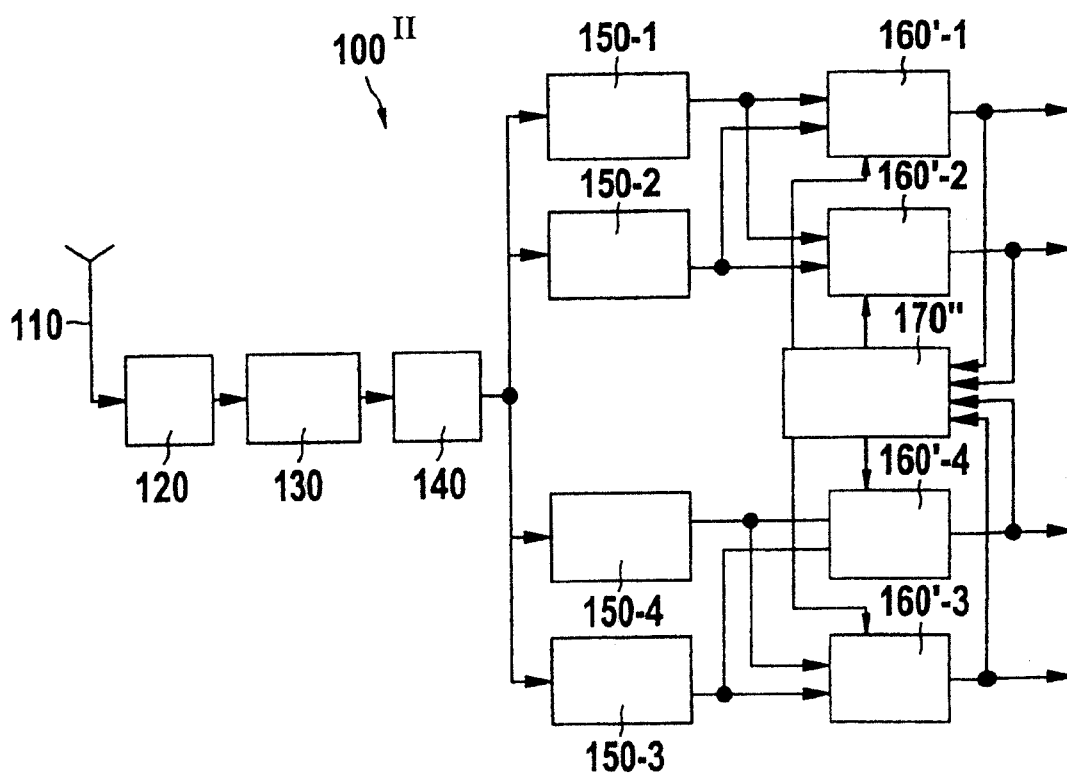


图 2

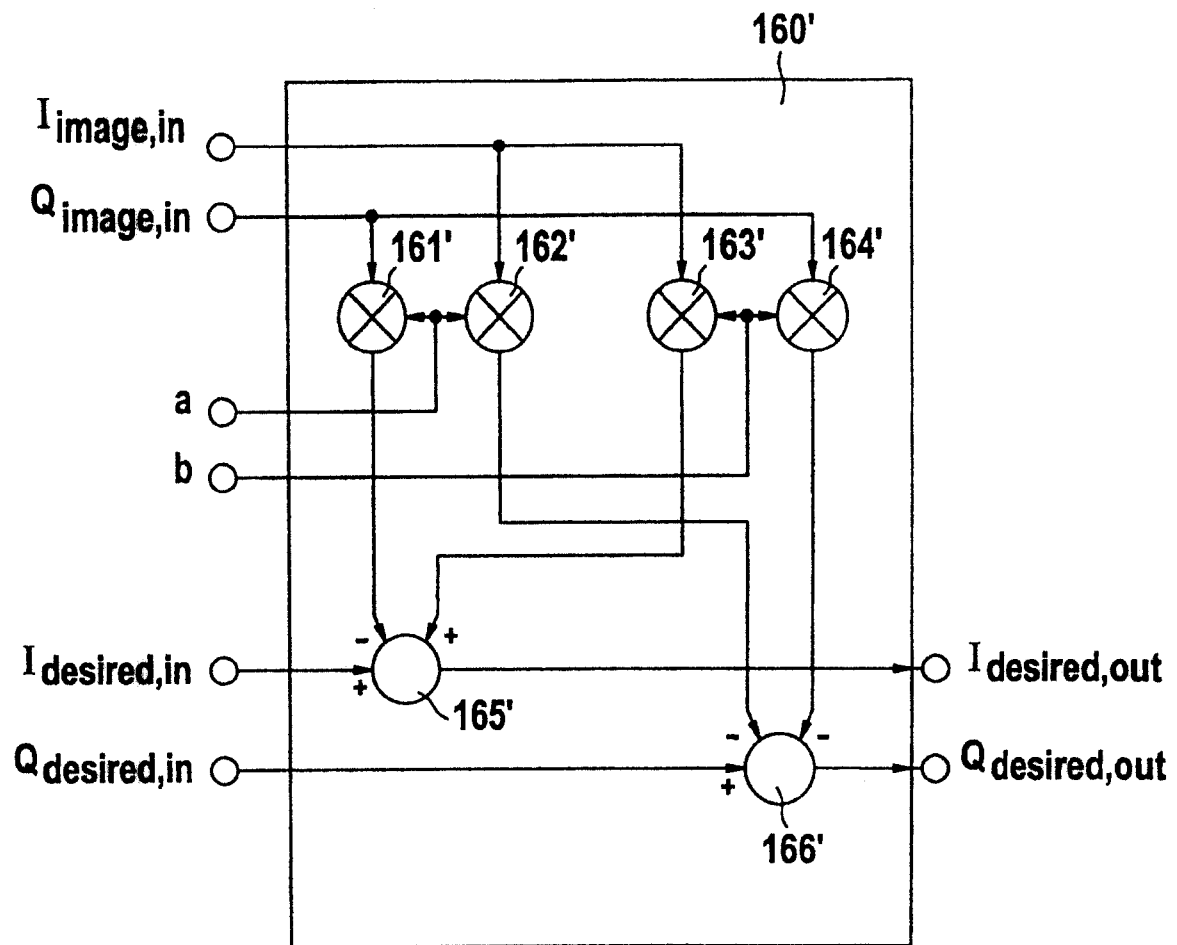


图 3

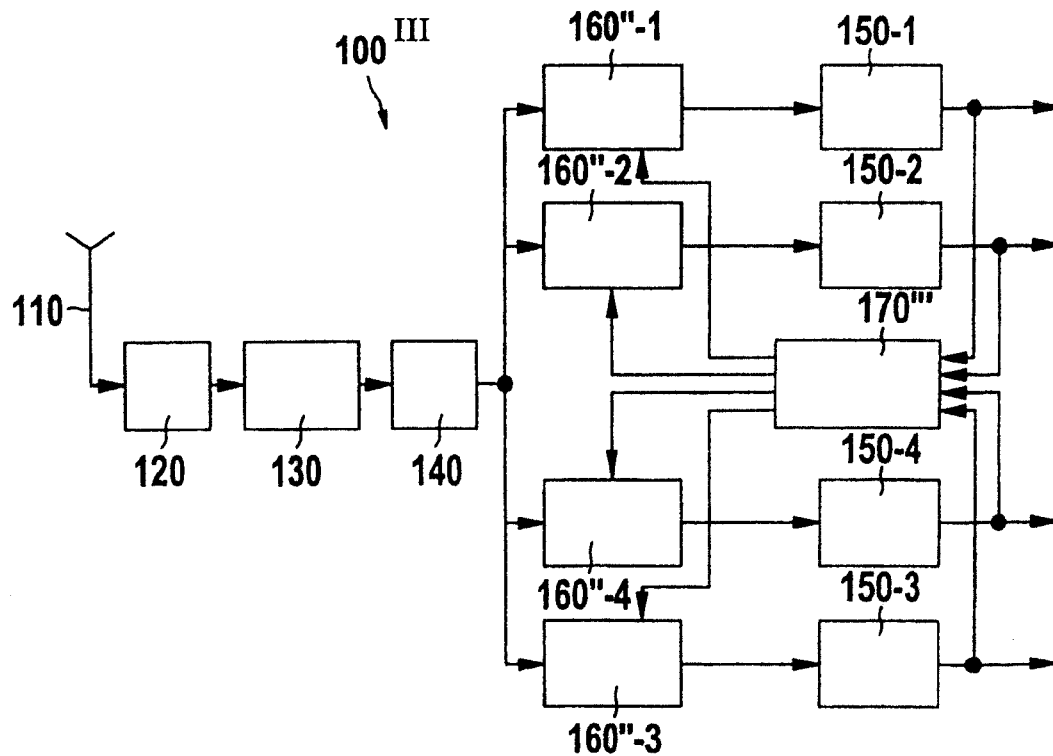


图 4

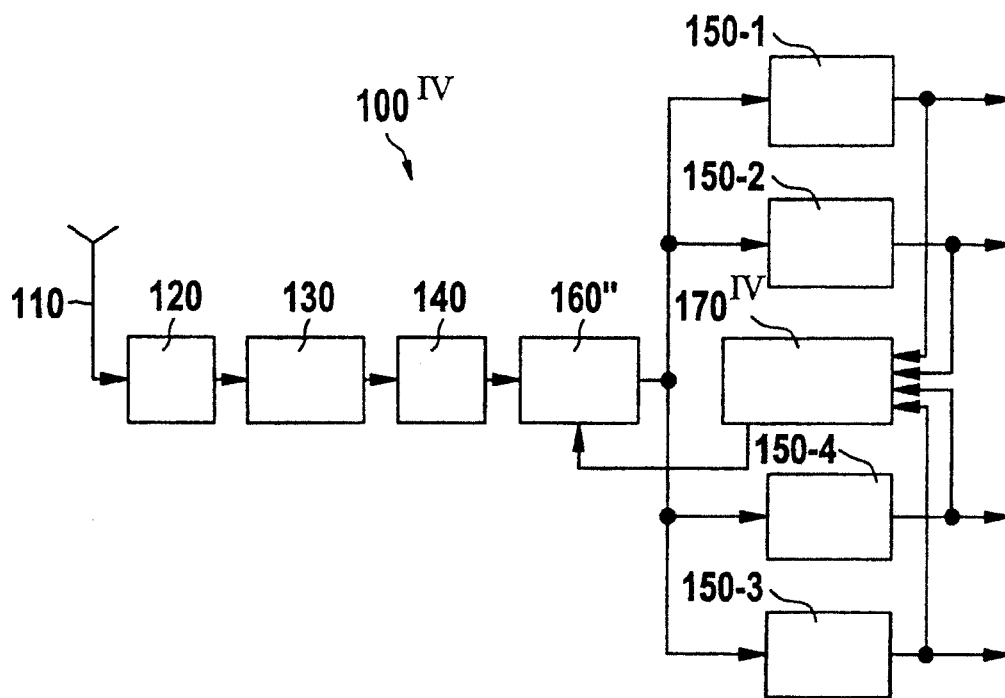


图 5

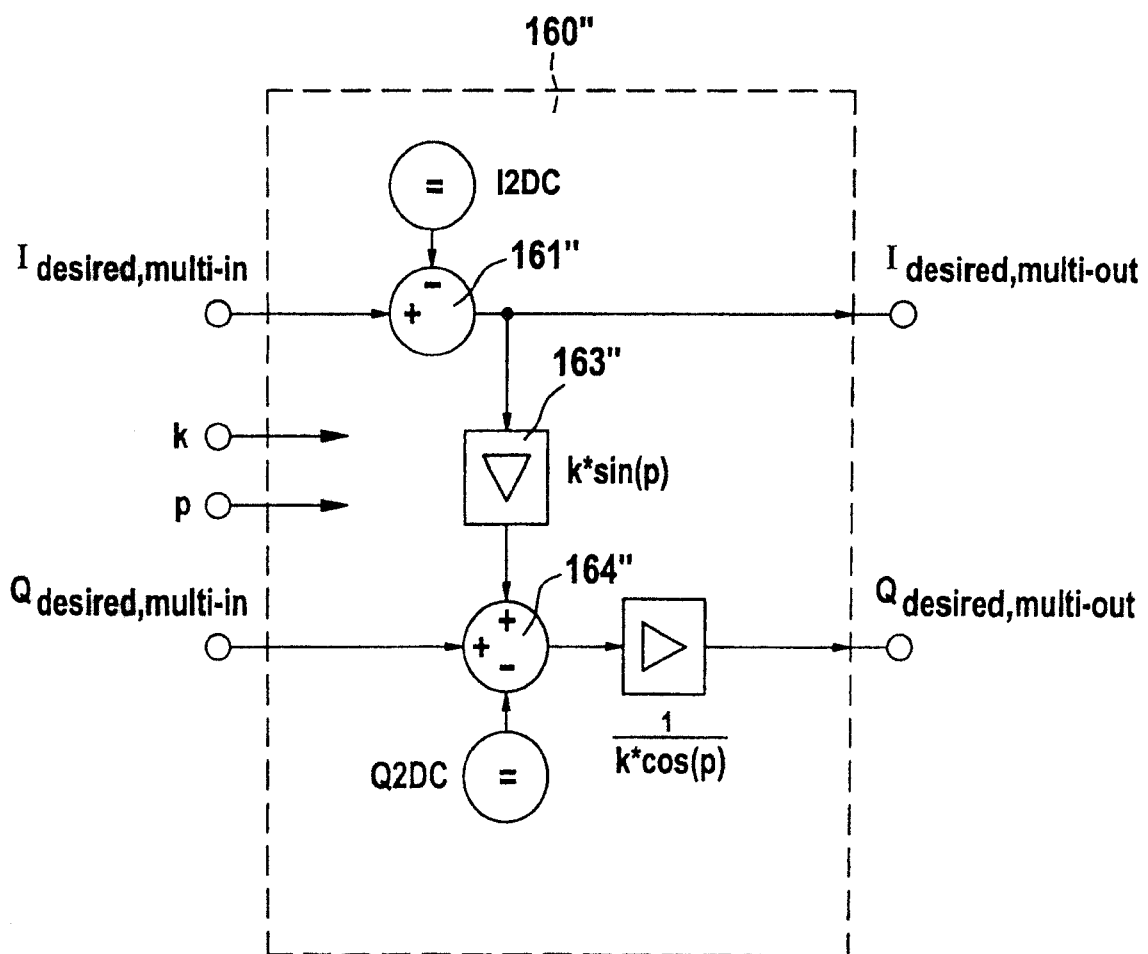


图 6

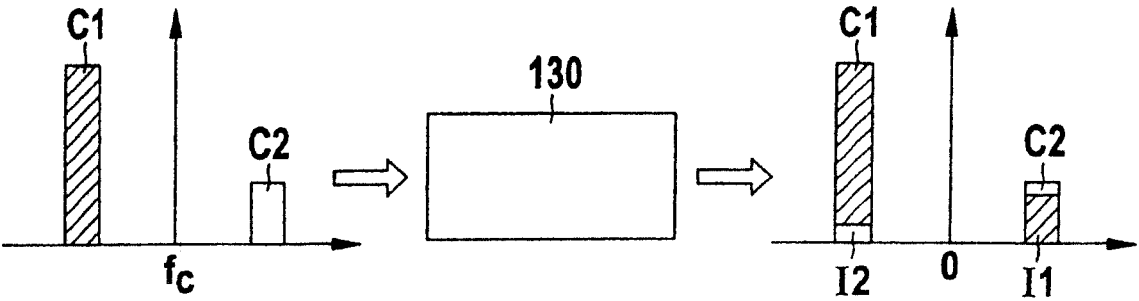


图 7