

[19] 中华人民共和国国家知识产权局

[51] Int. Cl.
H04L 27/36 (2006.01)



[12] 发明专利说明书

专利号 ZL 03813952.9

[45] 授权公告日 2009年4月22日

[11] 授权公告号 CN 100481828C

[22] 申请日 2003.6.13 [21] 申请号 03813952.9

[30] 优先权

[32] 2002.6.18 [33] US [31] 10/173,574

[86] 国际申请 PCT/FI2003/000474 2003.6.13

[87] 国际公布 WO2003/107615 英 2003.12.24

[85] 进入国家阶段日期 2004.12.15

[73] 专利权人 诺基亚公司

地址 芬兰埃斯波

[72] 发明人 朱哈·黑斯卡拉 劳瑞·库鲁

[56] 参考文献

WO01/89169A1 2001.11.22

US5663691A 1997.9.2

US6208698B1 2001.3.27

EP0503588A2 1992.9.16

CN1175328A 1998.3.4

审查员 王 明

[74] 专利代理机构 北京市中咨律师事务所

代理人 杨晓光

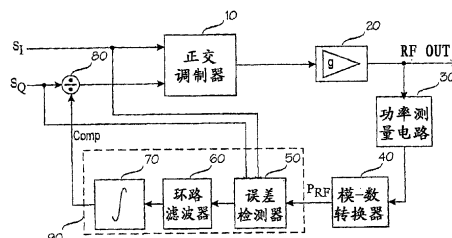
权利要求书 3 页 说明书 10 页 附图 1 页

[54] 发明名称

正交调制器幅度失衡补偿

[57] 摘要

一种补偿正交调制器的幅度失衡的方法和装置，包括：基于第一调制信号和正交调制器的输出信号确定第一相关的装置；基于第二调制信号和正交调制器的输出信号确定第二相关的装置；基于确定的相关的比和第一与第二调制信号产生正比于幅度失衡的补偿信号的装置；用补偿信号处理正交调制器的至少一个调制信号的装置；其中确定相关的装置被安排使用正交调制器的未处理的调制信号来确定相关。



- 1、一种补偿正交调制器的幅度失衡的方法，包括：
基于第一调制信号和正交调制器的输出信号确定第一相关；
基于第二调制信号和正交调制器的输出信号确定第二相关；
基于确定的相关的比和第一与第二调制信号产生正比于幅度失衡的补偿信号；
用补偿信号处理正交调制器的至少一个调制信号；
其中相关基于正交调制器的未处理的调制信号被确定。
- 2、根据权利要求1的方法，其中用于确定相关的正交调制器的输出信号是放大的输出信号。
- 3、根据权利要求1或2的方法，其中第一相关是输出信号的功率与第一调制信号的平方间的相关，第二相关是输出信号的功率与第二调制信号的平方间的相关。
- 4、根据权利要求1的方法，其中补偿信号的产生包括：
基于确定的相关的比和第一与第二调制信号产生正比于幅度失衡的误差信号；以及
基于误差信号产生补偿信号。
- 5、根据权利要求4的方法，其中误差信号在没有幅度失衡时被设置为零。
- 6、根据权利要求4或5的方法，其中补偿信号通过将误差信号对时间积分产生。
- 7、根据权利要求6的方法，其中误差信号在积分之前被低通滤波。
- 8、根据权利要求7的方法，其中误差信号利用具有小于1的增益系数的滤波器滤波。
- 9、根据权利要求8的方法，其中滤波器的增益系数根据幅度失衡的量进行调整。
- 10、根据权利要求1的方法，其中用补偿信号处理至少一个调制信号

是通过将至少一个调制信号乘以或除以补偿信号来执行的。

11、根据权利要求 1 的方法，其中用补偿信号对至少一个调制信号的处理是通过将至少一个调制信号乘以或除以补偿信号的近似值来执行的。

12、一种补偿正交调制器的幅度失衡的装置，包括：

基于第一调制信号和正交调制器的输出信号确定第一相关的装置；

基于第二调制信号和正交调制器的输出信号确定第二相关的装置；

基于确定的相关的比和第一与第二调制信号产生正比于幅度失衡的补偿信号的装置；以及

用补偿信号处理正交调制器的至少一个调制信号的装置；

其中确定相关的装置被安排使用正交调制器的未处理的调制信号来确定相关。

13、根据权利要求 12 的一种补偿正交调制器的幅度失衡的装置，其中正交调制器的输出信号是放大的输出信号。

14、根据权利要求 12 或 13 的一种补偿正交调制器的幅度失衡的装置，其中第一相关是输出信号的功率与第一调制信号的平方间的相关，第二相关是输出信号的功率与第二调制信号的平方间的相关。

15、根据权利要求 12 的一种补偿正交调制器的幅度失衡的装置，其中产生补偿信号的装置包括：

基于确定的相关的比和第一与第二调制信号产生正比于幅度失衡的误差信号的装置；以及

基于误差信号产生补偿信号的装置。

16、根据权利要求 15 的一种补偿正交调制器的幅度失衡的装置，其中产生误差信号的装置被安排在没有幅度失衡时将误差信号设置为零。

17、根据权利要求 15 或 16 的一种补偿正交调制器的幅度失衡的装置，其中基于误差信号产生补偿信号的装置被安排通过将误差信号对时间积分来产生补偿信号。

18、根据权利要求 17 的一种补偿正交调制器的幅度失衡的装置，其中所述补偿正交调制器的幅度失衡的装置包括连接在产生误差信号的装置和

基于误差信号产生补偿信号的装置之间的对误差信号进行滤波的装置。

19、根据权利要求 18 的一种补偿正交调制器的幅度失衡的装置，其中对误差信号进行滤波的装置具有小于 1 的增益系数。

20、根据权利要求 19 的一种补偿正交调制器的幅度失衡的装置，其中所述补偿正交调制器的幅度失衡的装置被安排成根据幅度失衡的量来调整对误差信号进行滤波的装置的增益系数。

21、根据权利要求 12 的一种补偿正交调制器的幅度失衡的装置，其中处理至少一个调制信号的装置被安排将至少一个调制信号乘以或除以补偿信号。

22、根据权利要求 12 的一种补偿正交调制器的幅度失衡的装置，其中处理至少一个调制信号的装置被安排将至少一个调制信号乘以或除以补偿信号的近似值。

23、根据权利要求 12 的一种补偿正交调制器的幅度失衡的装置，其中，用于确定第一相关的装置为相关器，用于确定第二相关的装置为相关器。

正交调制器幅度失衡补偿

技术领域

本发明涉及正交调制器，更具体地说，涉及对正交调制器幅度失衡的补偿。

背景技术

正交载波发射机使用同相位 (I) 和正交相位 (Q) 两种载波来发射信息。需要正交调制根据发射机射频 (RF) 电路的结构把承载 I 和 Q 信号的信息上变频到中频 (IF) 或直接变频到载频 (直接变频)。正交调制器在正交调制的基础上运行。它使两个独立的信号能在发射机中合并，在同一传送频带上传送，并在接收机再次分离信号。正交调制的原理是两个分离的信号 I 和 Q (同相位和正交相位) 使用同一载波频率调制，但载波的相位彼此不同，因为信号 Q 的载波落后于信号 I 的载波 90° 。调制后把信号相加。由于相位差，当相加信号解调时 I 和 Q 信号能彼此分离。当正交调制由模拟组件实现时，有几种畸变能影响传送的信号的质量。最普遍的畸变一般被描述为本地振荡或载波泄漏、正交相位误差和幅度失衡。例如，这些畸变导致了 I 和 Q 信号的互相位误差和幅度失衡。

半导体制造工艺不能生产理想的模拟组件。当大量的产品被生产，组件的值总是有一些差异。如果这些差异未被校正而保留下来，传送信号的质量将恶化，可能达不到标准要求的水平。该恶化能用两种方式减轻：改善制造工艺或在每个单独的产品中使用信号处理方法来补偿恶化。对大的产品数量来说，改善制造工艺是昂贵的，一般地，较不严格的制造规范导致成本的降低，以及因此导致更有竞争力的产品。因此优选信号处理方法作为补偿组件值的差异的方法。另外，正交调制器误差取决于温度、老化，以及载频。这些影响很难用正交调

制器的模拟设计来补偿。

其中设置有固定的校正参数的校正电路已被用于校正正交调制器引起的畸变。此时的问题就是可制造性，因为每个正交调制器都要求必须在生产期间尽早设置的独特的参数。另外，如以上已经陈述的，正交调制器引起的幅度失衡的量值取决于频率，这种情况下当频率改变时，固定地设置的校正不一定仍起作用。因此自适应信号处理技术是校正畸变的非常理想的方法。也已知多种补偿正交调制器引起的幅度失衡的自适应技术。但是，这些技术经常要求使用特定的训练信号和/或依赖于知道正交发射机电路的增益，其精确值可能随特定设备而变化。

发明内容

因此本发明的一个目的是提供一种补偿正交调制器的幅度失衡以使得不需要特定训练信号的方法和装置。本发明的另一个目的是提供一种补偿正交调制器的幅度失衡以使得其与发射机电路增益无关的方法和装置。

本发明的目的由一种补偿正交调制器的幅度失衡的方法实现，该方法包括：基于第一调制信号和正交调制器的输出信号确定第一相关；基于第二调制信号和正交调制器的输出信号确定第二相关；基于确定的相关的比和第一与第二调制信号产生正比于幅度失衡的补偿信号；用补偿信号处理正交调制器的至少一个调制信号；其中相关基于正交调制器的未处理的调制信号被确定。

本发明的目的还可通过一种补偿正交调制器的幅度失衡的装置实现，该装置包括：基于第一调制信号和正交调制器的输出信号确定第一相关的装置；基于第二调制信号和正交调制器的输出信号确定第二相关的装置；基于确定的相关的比和第一与第二调制信号产生正比于幅度失衡的补偿信号的装置；用补偿信号处理正交调制器的至少一个调制信号的装置；其中确定相关的装置被安排使用正交调制器的未处理的调制信号来确定相关。

本发明的目的还可通过一种补偿正交调制器的幅度失衡的装置实现，该装置包括：被配置以基于第一调制信号和正交调制器的输出信号确定第一相关的第一相关器；被配置以基于第二调制信号和正交调制器的输出信号确定第二相关的第二相关器；被配置以基于确定的相关的比和第一与第二调制信号产生正比于幅度失衡的补偿信号的装置；被配置以用补偿信号处理正交调制器的至少一个调制信号的装置；其中第一和第二相关器被配置以使用正交调制器的未处理的调制信号来确定相关。

本发明更多的适用范围将从以下给出的具体的描述中显而易见。但是，应当理解，具体的描述和特定的例子在表示本发明的优选实施例的同时，仅为了说明而给出，因为由这些具体的描述，在本发明的精神和范围内的各种变化和修改对本领域技术人员来说是明显的。

附图说明

下面将参照附图并通过优选实施例对本发明作更具体的描述，其中：

图 1 是正交调制器的基本结构的方框图，它还说明了幅度和相位的失衡引起的畸变的模型；

图 2 是根据本发明实施例的幅度失衡校正装置的方框图；

图 3 显示了幅度失衡环路的收敛的仿真例子；以及

图 4 是根据本发明实施例的误差检测器的结构的方框图。

具体实施方式

图 1 显示了正交调制器 10 中的幅度和相位失衡引起的畸变的基带模型和正交调制器的基本结构。调制器 10 包括两个混频器 12A 和 12B，二者都包括调制输入、本地振荡输入和高频输出。调制信号 S_i 和来自本地振荡器 11 的本地振荡信号都被馈送到混频器 12A。调制信号 S_o 被以相应的方式馈送到混频器 12B，但本地振荡信号通过相对于馈送到混频器 12A 的本地振荡信号有 90 度相移的相移装置 13 馈送到混

频器 12B。混频器 12A 和 12B 的高频输出连接到加法器元件 14，该元件把调制的高频信号合并成一个要向前传送的高频信号，该信号馈送到加法器元件 14 的输出。QPSK 调制是一种典型的通过这种正交调制器实现的调制方法。应当指出，本发明不局限于任何特定的系统或调制方法，而是能用于不仅包括单载波而且包括多载波系统的各种系统，如正交频分复用（OFDM）。还应当指出，附图仅说明了理解本发明所必需的组件。

图 2 显示了根据本发明一个实施例的幅度失衡校正环路的基本结构。图中，I 和 Q 调制信号 S_I 和 S_Q 加到正交调制器 10。根据补偿信号 COMP 对幅度失衡的补偿在信号处理单元 80 实现，在本例中是在正交调制器 10 的调制信号 S_Q 输入之前连接的除法器。应当指出，幅度失衡补偿另外可通过处理调制信号 S_I 或 S_I 与 S_Q 两种调制信号来实现。然后调制信号被传递到正交调制器 10。调制的信号通常加到一个或多个具有增益 g 的功率放大器 20，并进一步传送到 RF OUT。同时，通过测量输出信号 RF OUT 的功率的采样装置 30 并产生如正比于输出信号的功率的电压的反馈信号 P_{RF} 形成了反馈。例如，功率测量电路 30 可基于简单的二极管 RF 包络检波器。

反馈信号 P_{RF} 优选地由 A/D 转换器 40 转换到数字形式以便数字处理。应当注意，也可使用模拟处理。然后反馈信号 P_{RF} 传递到产生补偿信号 COMP 的块 90 进行进一步的处理。调制信号 S_I 和 S_Q （尚未被数字处理单元 80 处理）被传递到补偿信号产生块 90 以便进一步处理。下面对补偿信号产生块 90 的操作做更详细的解释。根据图 2 中说明的例子，补偿信号产生块 90 包括误差检测单元 50、环路滤波器 60 和积分器 70。例如，误差检测单元 50 和环路滤波器 60、积分器 70 以及信号处理单元 80 可由在一个如通用数字信号处理器（或几个处理器）的合适的信号处理装置中的软件或使用专用的积分电路（或多个电路）由硬件来实现。

假定图 2 中的正交调制器有相位和幅度两种失衡。一般的正交调制器还有载波泄漏，或 DC 偏置误差。这些损伤能独立于正交相位和/

或幅度失衡被校正，例如用在此并入作为参考的 US 5,012,208 中提出的方法，因此假定正交调制器 10 没有载波泄漏误差。

如果正交调制器 10 理想地运行，RF OUT 信号 S_{RF} 将是：

$$S_{RF} = g [S_I \cos(\omega_{LO}t) - S_Q \sin(\omega_{LO}t)] \quad (1)$$

当正交调制器 10 具有相位和幅度两种失衡时，RF 信号是（见图 1）：

$$S_{RF} = g [(S_I - \varepsilon \sin(\alpha)S_Q) \cos(\omega_{LO}t) - \varepsilon \cos(\alpha)S_Q \sin(\omega_{LO}t)] \quad (2)$$

其中：

S_I = 基带 I 调制信号；

S_Q = 基带 Q 调制信号；

ε = 幅度失衡；

α = 相位失衡；

g = 发射机电路增益；以及

ω_{LO} = 载频。

公式 (2) 显示了相位失衡如何引入 I 和 Q 调制信号间的交叉干扰，又使 Q 信号的幅度变形。幅度失衡使 Q 信号的幅度变形。

正交调制器的误差仅在基带信号已上变频到载频之后才显示出来。因为难以测量 RF 信号 RF OUT 的精确值，所以优选使用能相对容易地测量的、RF 信号的功率作为正交调制器 10 误差的指示。功率测量电路 30 可用简单的二极管组件构建，因此该装置能低成本地实现。公式 (3) 显示了具有相位和幅度失衡的 RF 信号的功率。

$$P_{RF} = g^2 [S_I^2 - 2\varepsilon \sin(\alpha)S_I S_Q + \varepsilon^2 S_Q^2] \quad (3)$$

根据本发明，补偿信号产生块 90 产生正比于幅度失衡的补偿信号 COMP。另外，优选地，补偿信号产生块 90 的操作不依靠发射机增益 g 和相位失衡 α 来完成健壮的操作。

根据本发明的实施例，补偿信号产生块 90 包括产生误差信号 $error_e$ 的误差检测单元 50。优选地，当没有幅度失衡，即正交调制器 10 的幅度失衡被理想地补偿（或正交调制器 10 没有任何幅度失衡）时，误差信号 $error_e$ 的值为零。开发一种仅依赖 RF 信号包络功率的测量而

不需要已知的测试信号的误差检测器是一个有挑战性的任务。这点由具有三个未知变量 g 、 α 和 ε 的公式 (3) 可见。可能从一个测量值直接求出具有三个未知变量的方程。可能取在不同时刻的几个测量值作为基带信号的不同值，并形成方程组以求解参数。但是，这种方法的可行性取决于基带信号的值，且不能保证方程组可解。因此紧接着提出了一种间接方法。

图 2 中的控制环路作为低通滤波器运行，因此可能在误差检测器 50 中使用信号的期望值。虽然可以确定信号的期望值的精确值，但实际上通过确定信号的平均值并使用平均值来代替可达到足够的准确度。图 4 更具体地说明了误差检测器 50 的结构。误差检测器 50 使用两个相关器 51A 和 51B 把相位失衡和发射机增益的影响从估计误差中去除。第一相关器优选地定义为：

$$C_{1,\varepsilon} = E[P_{RF} S_I^2] = g^2 E[S_I^2 S_I^2 - 2\varepsilon \sin(\alpha) S_I S_Q S_I^2 + \varepsilon^2 S_Q^2 S_I^2] \quad (4)$$

以及第二相关器优选地定义为：

$$C_{2,\varepsilon} = E[P_{RF} S_Q^2] = g^2 E[S_I^2 S_Q^2 - 2\varepsilon \sin(\alpha) S_I S_Q S_Q^2 + \varepsilon^2 S_Q^2 S_Q^2] \quad (5)$$

因此，输出信号的功率与第一调制信号的平方间的相关和输出信号的功率与第二调制信号的平方间的相关优选地用于本发明的实现。但是，基于第一调制信号和输出信号及基于第二调制信号和输出信号确定的、以及指示输出信号和对应的调制信号间的相关的其它的相关可在不偏离本发明的基本思想的情况下使用。接下来假定基带信号 S_I 和 S_Q 的奇次幂项的期望值等于零。注意到基带信号是零均值随机变量证实了该假定。第二假定是基带信号是独立的随机变量，这对实际的通信系统来说通常如此。公式 (4) 和 (5) 由这些假定分别简化为：

$$C_{1,\varepsilon} = E[P_{RF} S_I^2] = g^2 (E[S_I^4] + \varepsilon^2 E[S_I^2] E[S_Q^2]) \quad (6)$$

以及

$$C_{2,\varepsilon} = E[P_{RF} S_Q^2] = g^2 (E[S_I^2] E[S_Q^2] + \varepsilon^2 E[S_Q^4]) \quad (7)$$

相位失衡 α 的影响已从公式 (6) 和 (7) 去除。紧接着的步骤是去除发射机增益 g 的影响。这由两个相关器的值的比 R 的计算完成。

$$R = \frac{C_{1,\varepsilon}}{C_{2,\varepsilon}} = \frac{g^2 [E[S_I^4] + \varepsilon^2 E[S_I^2] E[S_Q^2]]}{g^2 [E[S_I^2] E[S_Q^2] + \varepsilon^2 E[S_Q^4]]} = \frac{E[S_I^4] + \varepsilon^2 E[S_I^2] E[S_Q^2]}{E[S_I^2] E[S_Q^2] + \varepsilon^2 E[S_Q^4]} \quad (8)$$

幅度失衡 ε 的值可从方程 (8) 解出。

$$\varepsilon^2 = \frac{RE[S_I^2]E[S_Q^2] - E[S_I^4]}{E[S_I^2]E[S_Q^2] - RE[S_Q^4]} \quad (9)$$

最后一步是计算正比于幅度失衡的误差检测器 50 的输出值 $error_\varepsilon$ ，当没有幅度失衡，即 $\varepsilon = 1$ 时该值等于零。

$$error_\varepsilon = \sqrt{\varepsilon^2} - 1 = \sqrt{\frac{RE[S_I^2]E[S_Q^2] - E[S_I^4]}{E[S_I^2]E[S_Q^2] - RE[S_Q^4]} - 1} \quad (10)$$

公式 (10) 是图 2 中误差检测器的输出。总结以上并参照图 4，误差检测器 50 优选地以下面的方式运行：相关器 51A 和 51B 分别计算反馈信号 P_{RF} 和调制信号的平方 S_I^2 和 S_Q^2 之间的相关。相关的结果 $C_{1,\varepsilon}$ 和 $C_{2,\varepsilon}$ 以及调制信号 S_I 和 S_Q 被传递到误差计算块 52，它基于相关结果 $C_{1,\varepsilon}$ 和 $C_{2,\varepsilon}$ 、调制信号 S_I 和 S_Q ，例如根据公式 (10) 来计算误差信号 $error_\varepsilon$ 。

只要公式 (10) 中的分母不为零，误差检测器 50 就能正确运行。这发生在基带信号的四次方的期望值等于基带信号的平方的期望值的平方的情况下，如公式 (11) 所示。

$$\begin{aligned} E[S_I^2]^2 &= E[S_I^4] \\ E[S_Q^2]^2 &= E[S_Q^4] \end{aligned} \quad (11)$$

该条件对实际的通信信号来说通常是不正确的。只要随机变量有幅度变化，当将它提高到不同的功率时，尤其是多载波系统时随机变量变化的统计值在基带信号中具有大的幅度变化。

误差信号 $error_\varepsilon$ 然后优选地在环路形滤波器块 60 中滤波。滤波后，误差信号 $error_\varepsilon$ 由积分器块 70 对时间积分。误差信号 $error_\varepsilon$ 的积分结果是补偿信号 COMP。

实际中幅度失衡的校正是通过在把基带 Q 调制信号传递到正交调制器 10 之前在信号处理单元 80 中除以补偿信号 COMP (或通过乘以 COMP 的倒数值) 来完成。

这样，图 2 中说明的幅度失衡校正环路将通过基于误差信号 $error_\varepsilon$ 逐渐增大或减小补偿信号 COMP 的值，以反复地查找正交调制器 10 的幅度失衡，直至补偿信号 COMP 相当于幅度失衡 ε 为止。当幅度失衡被理想地补偿且误差信号等于零时，除非当正交调制器 10 的幅度失

衡改变，补偿信号 COMP 的值不会再改变。在补偿信号 COMP 的值等于幅度失衡 ε 的理想平衡的情况下，幅度失衡被理想地补偿，即调制信号 S_o 除以 COMP ($= \varepsilon$) 结果是 (参照图 1)： $S'_o = \cos(\alpha)S_o$ 以及 $S'_I = S_I - \sin(\alpha)S_o$ 。 $\cos(\alpha)$ 和 $\sin(\alpha)$ 项取决于未被校正的相位失衡。校正了相位失衡之后，调制器输入信号无误差，即 $S'_o = S_o$ 和 $S'_I = S_I$ 。实际上不需要获得理想的平衡，而是在补偿信号 COMP 的校正值附近可能出现小的波动。但是，这通常可以忽略。图 3 显示了幅度失衡环路的收敛以及当幅度失衡 ε 的值为 1.2 时对校正值 1.2 的补偿信号 COMP 的仿真例子。该系统还有未被校正的 10 度的相位失衡，所以该仿真验证了根据本发明执行的幅度失衡误差补偿与相位失衡在理论上是无关的。

估计误差中在校正值附近的波动的量可用环路滤波器 60 控制；窄带环路滤波器减少波动，但减慢了收敛，反之亦然。起初，当幅度失衡很大时，可能自适应地控制环路滤波器 60 以加速收敛，一旦环路滤波器已经收敛到接近校正值，则减小波动。根据本发明的实施例，滤波器 60 的增益系数根据幅度失衡的量进行调整。

图 2 的系统中每个单独的块都能被优化以进行硬件实现。功率测量电路 30 能用简单的二极管组件实现。模-数转换器 40 除相对于 RF 信号的带宽足够快的采样速度外没有特别的要求。

误差检测器 50 可用软件或硬件实现。对硬件实现，优选地去除平方根和除法运算。平方根能被简单地放弃，因为误差值收敛到 1，且 1 的平方根等于 1。因此该环路不需公式 (10) 中的平方根运算而收敛到校正值：

$$error_\varepsilon = \varepsilon^2 - 1 = \frac{RE[S_I^2]E[S_o^2] - E[S_I^4]}{E[S_I^2]E[S_o^2] - RE[S_o^4]} - 1 \quad (12)$$

在计算两个相关器的比 R——即公式 (8)，以及计算误差值——即公式 (10) 和 (12) 中的除法运算能由下列的分析的改变来去除。误差计算等于公式 (12)，以及

$$\varepsilon^2 \text{ 是正数，因此我们可取绝对值：}$$

$$error_\varepsilon = \frac{|RE[S_I^2]E[S_o^2] - E[S_I^4]|}{|E[S_I^2]E[S_o^2] - RE[S_o^4]|} - 1 \quad (13)$$

然后乘以分母:

$$\begin{aligned} & |E[S_I^2]E[S_Q^2] - RE[S_Q^4]| \cdot error_\varepsilon = \\ & |RE[S_I^2]E[S_Q^2] - E[S_I^4]| - |E[S_I^2]E[S_Q^2] - RE[S_Q^4]| \end{aligned} \quad (14)$$

接下来替换 $R = \frac{C_1}{C_2}$ 并乘以 C_2 :

$$\begin{aligned} & |C_2 E[S_I^2]E[S_Q^2] - C_1 E[S_Q^4]| \cdot error_\varepsilon = \\ & |C_1 E[S_I^2]E[S_Q^2] - C_2 E[S_I^4]| - |C_2 E[S_I^2]E[S_Q^2] - C_1 E[S_Q^4]| \end{aligned} \quad (15)$$

现在左手边的误差有变量增益项,这只能有效地改变环路滤波器 60 的增益。如果环路滤波器 60 被设计为在可能的最大增益下正确地工作,则环路的总体运行并未受到不可接受的影响。因此我们可用增益 G_F 改变误差项的系数:

$$G_F \cdot error_\varepsilon = |C_1 E[S_I^2]E[S_Q^2] - C_2 E[S_I^4]| - |C_2 E[S_I^2]E[S_Q^2] - C_1 E[S_Q^4]| \quad (16)$$

通过这些调整,误差检测器 50 能不用平方根或除法运算而实现。

系统中的下一个组件是环路滤波器 60。最简单的方法是使用抽象的增益系数(增益 < 1)作为环路滤波器 60。这导致了在控制环路闭合时的简单的低通函数。硬件中增益系数能被实现为 2 的幂 $G_F = 2^{-n}$, 其中 n 定义了实际的增益。使用 2 的幂提供的好处是乘法可被实现为输入值的二进制表示的简单的移位。

积分器组件 70 是理想的积分器,因此它可用软件或硬件简单地实现。积分器的输出值等于前面加到电流输入值上的输出。

最后的运算是幅度失衡的实际的相关,这是通过用补偿信号 COMP 除 Q 基带信号。这个最后的除法在幅度失衡接近 1 时可用近似值替代:

$$\frac{1}{COMP} = 2 - COMP$$

因此, Q 信号乘以 2 减去补偿信号的值,而不是除以补偿信号的值。补偿信号的值越接近 1, 该近似值越好。

在以上描述的例子中,假定 I 调制信号 S_I 被理想地上转换且 Q 调制信号 S_Q 承载了失衡。所以仅信号 S_Q 被补偿。但是,幅度失衡补偿还能通过改变调制信号 S_I 和 S_Q 在上述的例子中的角色并补偿信号 S_I 来实

现，籍此信号处理单元 80 将定位在正交调制器 10 的 I 调制信号 S_I 输入之前。还可能使用对称的补偿，籍此调制信号 S_I 和 S_Q 都被补偿，而没有偏离本发明的基本思想。

对本领域技术人员来说显而易见，随着技术的进步，本发明构思能以多种方式实现。本发明和它的实施例不局限于以上描述的例子，而是可以在权利要求的范围内变化。

图1

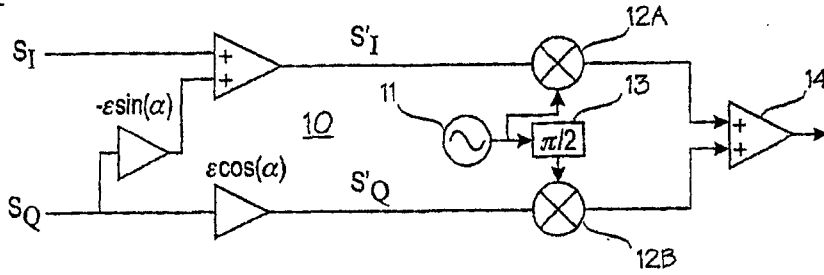


图2

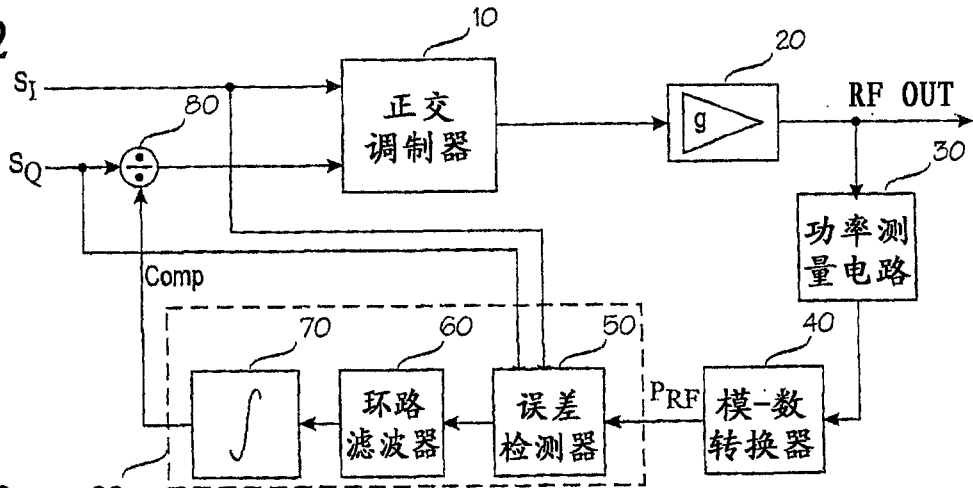


图3

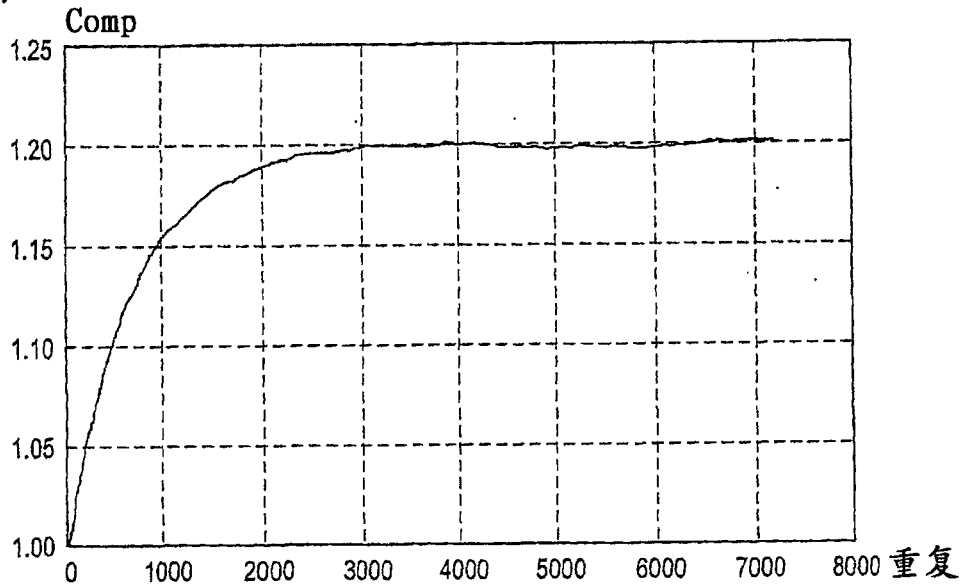


图4

