[19] 中华人民共和国国家知识产权局

[51] Int. Cl.
H04L 27/00 (2006.01)

[12] 发明专利申请公开说明书

[21] 申请号 200380105418.9

[43] 公开日 2006 年 1 月 18 日

[11] 公开号 CN 1723669A

[22] 申请日 2003.11.28
[21] 申请号 200380105418.9
[30] 优先权
[32] 2002.12.9 [33] EP [31] 02102707.3
[86] 国际申请 PCT/IB2003/005779 2003.11.28
[87] 国际公布 WO2004/054194 英 2004.6.24
[85] 进入国家阶段日期 2005.6.8
[71] 申请人 皇家飞利浦电子股份有限公司
地址 荷兰艾恩德霍芬
[72] 发明人 P·达勒桑德罗

[74] 专利代理机构 中国专利代理(香港)有限公司
代理人 刘 红 刘 杰

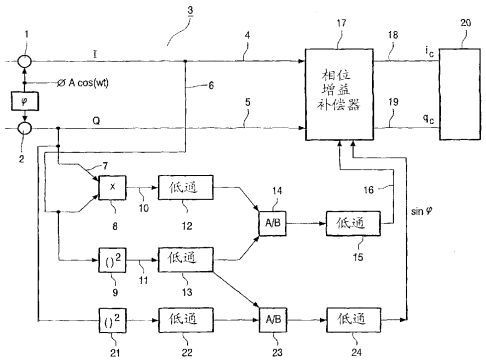
权利要求书 3 页 说明书 18 页 附图 8 页

[54] 发明名称

相位/增益不平衡估计或补偿

[57] 摘要

本发明涉及利用 QPSK 调制和基于复合扰频码的调制方案估计或补偿相位不平衡或增益不平衡的接收机。 根据本发明，在同步之前，估计或者补偿相位不平衡或者增益不平衡。 因而，相位不平衡和增益不平衡将不能在连接的进一步阶段中引入损耗。



1. 一种用于估计或补偿相位不平衡或增益不平衡的接收机，该接收机利用 QPSK 调制和基于复合扰频码的调制方案，该接收机包括用于在同步之前估计相位不平衡或者增益不平衡的装置。

2. 根据权利要求 1 的接收机，其中用于在同步之前估计相位不平衡或者增益不平衡的装置包括：用于生成从由第二个比值、第三个比值和第四个比值组成的组中选择的至少一个第一比值的装置；其中第二个第一比值是在输入 I/Q 已调制信号的 I 和 Q 分量的互相关（$\langle I,Q\rangle$）与 I 分量平方的均值（$\langle I^2\rangle$）之间的比值；其中第三个比值是在 I 和 Q 分量的互相关与 I 分量平方的均值和 Q 分量平方的均值的乘积的平方根（$(\langle I^2\rangle\langle Q^2\rangle)^{1/2}$）之间的比值；以及其中第四个比值是在 Q 分量平方的均值（$\langle Q^2\rangle$）与 I 分量平方的均值（$\langle I^2\rangle$）之间的比值。

3. 根据权利要求 1 的接收机，其中用于在同步之前估计相位不平衡或者增益不平衡的装置包括用于对信号进行低通滤波的低通。

4. 根据权利要求 1 的接收机，进一步包括用于在同步之前、基于从由第二个比值、第三个比值和第四个比值组成的组中选择的至少一个第一比值来补偿相位不平衡或者增益不平衡的装置；其中第二个第一比值是在输入 I/Q 已调制信号的 I 和 Q 分量的互相关（$\langle I,Q\rangle$）与 I 分量平方的均值（$\langle I^2\rangle$）之间的比值；其中第三个比值是在 I 和 Q 分量的互相关与 I 分量平方的均值和 Q 分量平方的均值的乘积的平方根（$(\langle I^2\rangle\langle Q^2\rangle)^{1/2}$）之间的比值；以及其中第四个比值是在 Q 分量平方的均值（$\langle Q^2\rangle$）与 I 分量平方的均值（$\langle I^2\rangle$）之间的比值。

5. 根据权利要求 1 的接收机，其中接收机是 WCDMA（UMTS）接收机，以及其中在接收机中建立前馈方案或者反馈方案。

6. 根据权利要求 1 的接收机，其中迭代地执行相位不平衡或者增益不平衡的估计。

7. 一种用于在利用 QPSK 调制和基于复合扰频码的调制方案的接收机中估计或补偿相位不平衡或增益不平衡的方法，该解调方法包括以下步骤：在同步之前，估计相位不平衡或者增益不平衡。

8. 根据权利要求 7 的方法，进一步包括以下步骤：

确定从由第二个比值、第三个比值和第四个比值组成的组中选择

的至少一个第一比值；其中第二个第一比值是在输入 I/Q 已调制信号的 I 和 Q 分量的互相关（$\langle I,Q\rangle$）与 I 分量平方的均值（$\langle I^2\rangle$）之间的比值；其中第三个比值是在 I 和 Q 分量的互相关与 I 分量平方的均值和 Q 分量平方的均值的乘积的平方根（$(\langle I^2\rangle\langle Q^2\rangle)^{1/2}$）之间的比值；以及其中第四个比值是在 Q 分量平方的均值（$\langle Q^2\rangle$）与 I 分量平方的均值（$\langle I^2\rangle$）之间的比值。

9. 根据权利要求 7 的方法，进一步包括以下步骤：基于至少一个第一比值补偿相位不平衡或增益不平衡，以便建立前馈方案或者反馈方案。

10. 根据权利要求 7 的方法，其中迭代地执行相位不平衡或者增益不平衡的估计。

11. 一种用于在利用 QPSK 调制和基于复合扰频码的调制方案的接收机中估计或补偿相位不平衡或增益不平衡的计算机程序，该计算机程序包括以下步骤：在同步之前，估计相位不平衡或者增益不平衡。

12. 一种在接收机中迭代地补偿相位不平衡或增益不平衡的方法，该接收机利用 QPSK 调制和基于复合扰频码的调制方案，包括以下步骤：

a) 基于已接收 I/Q 已调制信号的相位补偿的同相分量和正交分量的样本，确定误差函数；

b) 对误差函数进行滤波；

c) 对已滤波误差函数进行积分；

d) 通过将已积分和已滤波误差函数添加到已积分和已滤波误差函数与基于速度和稳定性的参数的乘积，确定修改的误差函数；

e) 基于已接收 I/Q 已调制信号的相位补偿的同相分量和正交分量的后续样本与修改的误差函数，确定已接收信号的 I/Q 分量的校正输出信号；以及

f) 返回到步骤 a)。

13. 一种在接收机中迭代地补偿相位不平衡或增益不平衡的方法，该接收机利用 QPSK 调制和基于复合扰频码的调制方案，包括以下步骤：

a) 基于已接收 I/Q 已调制信号的相位补偿的同相分量和正交分量的平方样本，确定误差函数；

b)对误差函数进行滤波;

c)对已滤波误差函数进行积分;

d)通过将已积分和已滤波误差函数添加到已积分和已滤波误差函数与基于速度和稳定性的参数的乘积，确定修改的误差函数;

e)基于修改误差函数和因子的乘积，确定增益;

f)基于已接收 I/Q 已调信号的相位补偿的同相分量和正交分量的后续样本与增益，确定已接收信号的 I/Q 分量的校正输出信号; 以及

g)返回到步骤 a)。

相位/增益不平衡估计或补偿

技术领域

本发明涉及用于相位不平衡或者增益不平衡的估计或补偿的接收机以及能够在用于相位不平衡或者增益不平衡的估计或补偿的接收机中应用的方法。在接收机中使用的传输技术是以 QPSK（正交相移键控）调制和基于复合扰频码（complex scrambling code）的调制方案为基础的。

背景技术

通用移动电信系统或 UMTS 是正在由 ITU（国际电信联盟）定义并称为 IMT-2000 的框架内开发的主要新的‘第三代’（3G）移动通信系统之一。

用于相位不平衡或增益不平衡的估计或者补偿方法典型地依赖于基准信号生成、自适应干扰抵消、盲源分离（blind source separation）或者在傅立叶域中的最小平方近似法。这些方法例如从“Digital I/Q imbalance compensation in a low-if receiver”，Jack P. Glas (Bell Labs)-1998-IEEE，“Improving QPSK Demodulator Performance for Quadrature Receiver with Information from Amplitude and Phase Imbalance Correction”，Hung Ngyen(The Aerospace Corp.)-2000-IEEE，“Blind Source Separation Based I/Q imbalance compensation”，Valkama, Renfors,Koivunen-2000-IEEE，“Advanced methods for I/Q imbalance compensation in Communication Receivers”，M.Valkama, M.Renfros,V.Koivunen-IEEE transactions on signal processing-Vol.49,no.10,Oct.2001 中公知。

WO 0150616 公开了一种用于校正接收信号中的相位误差的接收机。然而，这种接收机不提供接收信号中相位不平衡或增益不平衡的有效估计或者补偿。

发明内容

本发明的一个目的是提供一种相位不平衡或者增益不平衡的有效估计或者补偿。

根据本发明的示例性实施例，利用使用 QPSK 调制方案和基于复合扰频码的调制方案估计或者补偿相位不平衡或者增益不平衡的接收机来实现该目的，解调器包括用于在同步之前估计相位不平衡或增益不平衡的装置。

如权利要求 1 中所述，根据本发明的示例性实施例，这样的接收机提供相位不平衡或者增益不平衡的估计或补偿，这能够在早期阶段即在同步之前通过例如利用复合扰频码的特性来影响接收机的总体性能。因而，相位不平衡或者幅度不平衡将不能在另外的连接阶段中引入损耗。此外，如果其中出现不平衡的时间变化的带宽低于传输带宽，则解调器也能够跟踪这些时间变化。

根据本发明的相位/增益不平衡估计和补偿例如被设计为 UMTS 调制方案，即可以利用 UMTS 调制方案的特定特性用于在 RF 接收机或者在该接收机的早期阶段的解调器中类似相位-增益不平衡的非理想性（imperfection）的估计和补偿。

根据本发明的另一个示例性实施例，如权利要求 2 中所述，确定在解调之后受相位不平衡或增益不平衡影响的已接收信号的 I 和 Q 分量。确定在 I 和 Q 分量的互相关（$\langle IQ \rangle$）与 I 分量平方的均值（$\langle I^2 \rangle$）之间的比值、或者在 I 和 Q 分量的互相关与 I 分量平方的均值和 Q 分量平方的均值的乘积的平方根（$(\langle I^2 \rangle \langle Q^2 \rangle)^{1/2}$）之间的比值、或者在 Q 分量平方的均值（$\langle Q^2 \rangle$）与 I 分量平方的均值（$\langle I^2 \rangle$）之间的比值。

根据本发明的又一个示例性实施例，如权利要求 3 中所述，实施用于低通滤波信号的低通。通过这样做，可以在计算平均值的同时非常有效地减少在相位不平衡或增益不平衡估计中的差错。

根据本发明的还一个示例性实施例，如权利要求 4 中所述，接收机包括用于在同步之前补偿相位不平衡或增益不平衡的装置。

根据本发明的另一个示例性实施例，如权利要求 5 中所述，接收机是 WCDMA（UMTS）接收机（宽带码分多址接收机）。因此，作为在 WCDMA（UMTS）接收机中采用的基本原理，信道相对于传输带宽来说是频率选择的，允许在同步之前非常精确的相位/增益不平衡的估计。

根据本发明的另一个示例性实施例，如权利要求 6 中所述，迭代执行相位不平衡或增益不平衡的估计，以提供非常精确的结果。

根据本发明的又一个示例性实施例，如权利要求 7 中所述，提供了用于在接收机中估计或补偿相位不平衡或增益不平衡的方法，其可以在接收机的早期阶段通过在同步之前估计相位不平衡或增益不平衡来有利地利用复合扰频码的特性和整个 UMTS 调制方案的特性。

根据本发明的示例性实施例，如权利要求 8 中所述，提供非常简单的方法，仅需要最小化的计算功率，而且其可以有利地允许迭代的解决方案用于估计补偿相位和增益。

根据本发明的另一个示例性实施例，如权利要求 9 中所述，前馈方案或反馈方案被建立。

根据另一个示例性实施例，如权利要求 10 中所述，迭代执行相位不平衡或增益不平衡的估计，以提供非常有效的补偿/估计。

根据本发明，如权利要求 11 中所述，也提供用于相位不平衡或增益不平衡的估计或补偿的计算机程序。

可以将在符号同步之前对相位不平衡或增益不平衡进行估计或补看作本发明的要点。因此，相位不平衡和增益不平衡将不能够在另外的连接阶段中引入损耗；同样，如果其中出现这些现象的带宽低于传输带宽，则该方法能够跟踪在相位和增益中的时间漂移。该方法的优点在于，其可以被用于相位不平衡估计和补偿以及在还存在增益失配情况下用于增益不平衡估计和补偿。

本发明的这些和其他方面从下文所述的实施例中将是显而易见的并将结合这些实施例进行说明。将参考下面的附图来描述这些实施例。

附图说明

图 1 示出了根据本发明一个方面用于相位不平衡估计和补偿的前馈方案。

图 2 示出了根据本发明一个方面用于相位不平衡估计和/或补偿的反馈方案。

图 3 示出了根据本发明一个方面用于增益补偿的反馈方案。

图 4 示意性地示出了用于根据本发明方法的优选应用点。

图 5 示出了不同滤波器长度和 3km/h（公里/小时）速度的仿真结果。

图 6 示出了不同滤波器长度和 120km/h 速度的仿真结果。

图 7 示出了不同滤波器长度和 250km/h 速度的仿真结果。

图 8 示出了相位不平衡对 BER 的影响。

图 9 示出了 5 度初始相位误差对低通积分长度的平方根误差的仿真结果。

图 10 示出了时间改变相位（5Hz）的估计。

图 11 示出了按照根据本发明方法的迭代执行的估计相位。

图 12 示出了按照根据本发明方法的迭代执行的增益误差。

具体实施方式

在上述附图的下面的描述中，相同的标记被用于相同或相应的元件。

图 1 示出了具有根据本发明一个方面用于相位不平衡估计和补偿的前馈方案的设备。正如下面将要示出的，图 1 所示设备的操作所依据的解调方法依赖于发射分量的相关矩阵（i,q）是对角的事实。结果，如果 I 和 Q 是已接收信号的同相和正交分量（如等式（1）中所示，$I=k\cdot i$， $Q=k\cdot(-i\cdot\sin\varphi+q\cdot\cos\varphi)$），I 和 Q 之间的相关性甚至在通过衰落多径情形传播之后仅包括由于相位不平衡引起的项。这是因为 QPSK 调制方案和复合扰频码的特性的原因。这在下面相对于 UMTS 系统更加详细地示出：

根据 UMTS 发送的波形。

下行链路中 UMTS 传输方案基于：

- QPSK 调制
- 复合扰频码

QPSK 调制方案基本上将要被发送的每两个码片映射到四元星座（quaternary constellation）的符号上。QPSK 符号可以被处理为（tough as）复数，以及复合扰频码应用到根据复数之间的相乘表示的 QPSK 符号。换句话说，为了对符号（在 n 时刻）s(n)=(s1(n),s2(n)) 进行扰频，用于扰频码元素 c(n)=(c1(n),c2(n)) 的符号必须按照下面的规则进行相乘：

$$s\cdot c=(s1(n)\cdot c1(n)-s2(n)\cdot c2(n),s1(n)\cdot c2(n)+s2(n)\cdot c1(n)) \qquad (1)$$

组成复合扰频码的两个序列即 s1(n) 和 s2(n) 在 Gold 码族中被选

择，并且相当近似地具有下面的特性：

$$\begin{aligned} &s1(n)*s1(n+m)=0, m\neq 0 \\ &s1(n)*s2(n+m)=0, \forall m \end{aligned} \qquad (2)$$

其中，*是相关操作。

重要的是注意，上述等式（2）相当近似地成立，以及相关间隔可以被扩展到代码的整个长度，而且被扩展到子间隔。

的确，如果考虑等式（1）中给出的发射信号的分量 i 和 q，则可以导出下面的等式（3）：

$$\begin{aligned} &i(n)=s1(n)\cdot c1(n)-s2(n)\cdot c2(n) \\ &q(n)=s1(n)\cdot c2(n)+s2(n)\cdot c1(n) \\ &i(n)*q(n)=<i(n)\cdot q(n+m)>=0 \end{aligned} \qquad (3)$$

这些关系适用于最大长度的 Gold 序列，而且如果所包括的间隔被选择为具有足够的长度，则对于被包括的间隔也适用。在 UMTS 的情况中，对于所涉及的带宽，公知的理解是足够的长度能够被扩展到大约 256 个片，即导频符号持续时间。

已接收信号的同相和正交分量不相关。

下面，示出在通过多径衰落环境传播之后，如果没有相位不平衡，则已接收信号的同相和正交分量仍是不相关的。

在这点，即在解码之前，信号是语音、数据和控制信息的混合。在接收机上的信号可以被写为：

$$r(t)=\sum_l g_l\cdot e^{j\varphi_l}\cdot s(t-\tau_l)=\sum r_l(t)$$

其中，对于每个路径，考虑信道衰减、延迟和相位旋转。在下文中，I 和 Q 是已接收信号的同相和正交分量。I_i 和 Q_i 是在 i 路径上的已接收分量，而 $i_l(t-\tau_l)$ 和 $q_l(t-\tau_l)$ 表示由于路径 I 引起的发射信号 i(t) 和 q(t) 的同相和正交分量的 i-esima 复制。τ_l 是传输路径的延迟。

$r_i(t)$ 的 I 和 Q 分量可以被表示为：

$$I_i = g_i[i_i(t-\tau_i)\cdot\cos(\varphi_i) + q_i(t-\tau_i)\cdot\sin(\varphi_i)]$$

$$Q_i = g_i[i_i(t-\tau_i)\cdot(-\sin(\varphi_i)) + q_i(t-\tau_i)\cdot\cos(\varphi_i)]$$

此后，接着是自相关矩阵的元素：

$$\langle I_i^2\rangle = \langle g_i^2\rangle \cdot \langle i_i^2\rangle \cdot\langle\cos(\varphi_i)^2\rangle + \langle g_i^2\rangle \cdot \langle q_i^2\rangle \cdot\langle\sin(\varphi_i)^2\rangle -$$

$$2\langle g_i^2\rangle \cdot \langle i_i q_i\rangle \cdot\langle\sin(\varphi_i)\cos(\varphi_i)\rangle$$

$$\langle Q_i^2\rangle = \langle g_i^2\rangle\langle i_i^2\rangle \cdot\langle\sin(\varphi_i)^2\rangle + \langle g_i^2\rangle \cdot \langle q_i^2\rangle \cdot\langle\cos(\varphi_i)^2\rangle -$$

$$2\langle g_i^2\rangle \cdot \langle i_i q_i\rangle \cdot\langle\sin(\varphi_i)\cos(\varphi_i)\rangle$$

$$\langle I_i\cdot Q_i\rangle = \langle g_i^2\rangle \cdot \langle i_i^2\rangle \cdot\langle-\sin(\varphi_i)\cos(\varphi_i)\rangle + \langle g_i^2\rangle \cdot \langle q_i^2\rangle \cdot\langle\sin(\varphi_i)\cos(\varphi_i)\rangle -$$

$$\langle g_i^2\rangle \cdot \langle i_i q_i\rangle \cdot\langle\sin(\varphi_i)^2\rangle - \langle g_i^2\rangle \cdot \langle i_i q_i\rangle \cdot\langle\cos(\varphi_i)^2\rangle$$

必须注意，$\langle i_i^2 \rangle = \langle q_i^2 \rangle = p/2$对于每个 I 成立，P 是用于每个符号的发射功率。

$\langle i_i \cdot q_i \rangle = 0$对于发射信号的同相和正交分量的正交特性也成立。

表示每个路径 i 的信道衰减的项g_i也取决于时间。然而，它们的相关性相对于扩展平均操作的周期是慢的，并且能够假定它们与发射信号中的时间变化不相关。结果，平均操作中的信道项可以被分离并且被写成如下：

$$\langle g_i^2\rangle = g_i^2(t)$$

对于给出每个路径的相位信息的的$\sin(\varphi_i)$和$\cos(\varphi_i)$执行同样的分离。

随后：

$$\langle I_i^2\rangle = \langle Q_i^2\rangle = g_i^2(t)*P/2$$

即，由发射功率和信道增益确定接收功率。

此外，接着：

$$\langle I_i\cdot Q_i\rangle = 0$$

即，在一条路径上接收的信号具有正交的同相和正交分量。

假定发射期间的归一化功率（每比特）（即，P/2=1），在相同路径上的同相和正交分量之间的相关性的考虑将生成下面的矩阵：

$$\begin{pmatrix} \langle I_r^2 \rangle & \langle I_r \cdot Q_r \rangle \\ \langle Q_r \cdot I_r \rangle & \langle Q_r^2 \rangle \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} g^2(t) & 0 \\ 0 & g^2(t) \end{pmatrix}$$

其中：

$$g^2(t) = \sum_i g_i^2(t)$$

各个项之间的相关性是由于不同的路径引起的。

下面，考虑由于不同路径引起的各个项之间的相关性。

在不同路径的元素之间的互相关可以写成如下：

$$\langle I_i \cdot I_j \rangle = \langle g_i \cdot g_j \rangle \cdot \langle i_i, i_j \rangle \cdot \langle \cos(\varphi_i) \cos(\varphi_j) \rangle + \langle g_i g_j \rangle \cdot \langle q_i q_j \rangle \cdot \langle \sin(\varphi_i) \sin(\varphi_j \rangle -$$
$$\langle g_i, g_j \rangle \cdot \langle i_i q_j \rangle \langle \sin(\varphi_j) \cos(\varphi_i) \rangle + \langle g_i g_j \rangle \cdot \langle q_i i_j \rangle \langle \cos(\varphi_i) \sin(\varphi_j) \rangle$$
$$\langle I_i \cdot Q_j \rangle = \langle g_i g_j \rangle \cdot \langle i_i, i_j \rangle \cdot \langle -\sin(\varphi_i) \cos(\varphi_j) \rangle + \langle g_i g_j \rangle \cdot \langle q_i q_j \rangle \cdot \langle \sin(\varphi_i) \cos(\varphi_j \rangle -$$
$$\langle g_i \cdot g_j \rangle \cdot \langle i_i \cdot q_j \rangle \langle \sin(\varphi_i) \sin(\varphi_j) \rangle + \langle g_i \cdot g_j \rangle \cdot \langle q_i \cdot i_j \rangle \langle \cos(\varphi_i) \cdot \cos(\varphi_j) \rangle$$

其中，在时间平均中，由于信道而引起的项 g_i 和 ψ_i 以及涉及这些项的统计操作已经被分离。可以为 $\langle Q_i \cdot Q_j \rangle$ 和 $\langle Q_j \cdot I_i \rangle$ 导出类似的表达。

因为：$\langle i_i \cdot i_j \rangle = \langle q_i \cdot q_j \rangle = \langle q_i \cdot i_j \rangle = 0$，对于 $i \neq j$，所以所有这些项在短期和长期均为零。

因此，可以推断出在接收机上的分量 I 和 Q 之间的相关矩阵是对角的。而且，在主对角上的元素取决于时间变化信道。然而，可以从下面所述的等式（7）中并且从信道相对于其上采用用于计算相关性的时间装置的时间扩展而在缓慢变化的事实中导出这种相关性不影响增益／相位不平衡的估计，这是因为它存在于 $\sin(\varphi)$ 的最终表达式的分子和分母上。

如图 1 所示，在根据本发明一个方面用于相位不平衡估计和补偿的前馈方案中，在图 1 中未示出的接收机站上接收输入复信号（complex signal）$r(t)$，并且将其进一步处理，以便将复信号 $r(t)$ 提

供给接收机或者解调器 3 的输入连接 1 和 2。在这之后，解调复信号 $r(t)$。在输入连接 1 和 2 之间，信号 $A\cos(\omega t)$ 表示在接收机中用于解调输入信号的波形。在线路 4 上的信号 I 和线路 5 上的信号 Q 被称为已解调复信号 $r(t)$ 的 I 和 Q 分量。下文中，I 信号或者分量是信号 $r(t)$ 的“同相”分量，而 Q 信号或者分量是正交分量。

受相位不平衡或增益不平衡影响的 I 和 Q 分量被提供给线路 6 和 7，线路 6 和 7 连接到线路 4 和 5。I 和 Q 分量被馈入用于进行 I 和 Q 互相关的装置 8，诸如乘法器。另外，I 分量被馈入用于进行 I 分量正交的装置 9，诸如将 I 与 I 相乘的乘法器。在这之后，得到的信号借助于线路 10 和 11 分别通过低通滤波器 12 和 13。为了相位不平衡的估计，I 和 Q 的互相关与 I 的平方的均值之间的比值借助于用于生成比值的装置 14（诸如除法器）来生成，并且连续通过低通滤波器 15。在这之后，得到的信号经由线路 16 被提供给相位／增益补偿器 17。相位／增益补偿器 17 补偿 I 和 Q 分量的相位不平衡或者增益不平衡。据此，被估计和补偿的 I 和 Q 分量 i_c 和 q_c 分别借助于线路 18 和 19 被馈入用于同步的装置 20，诸如 UMTS 同步器。在同步之后，该信号准备进行进一步处理，例如，根据用于 UMTS 接收机的标准结构，其可以被馈送到采用时间分集的瑞克接收机，并且随后馈送到信道解码器，以校正／揭示残留误差。

参考字符（reference character）21 表示连接到线路 5 的乘法器或者平方设备。乘法器 21 的输出连接到低通 22。低通 22 的输出连接到另一个除法器 23，除法器 23 从低通 13 和低通 22 接收输出信号，并且输出这两个输入信号的比值。除法器 23 的输出连接到另一个低通 24，反过来该低通 24 又被连接到相位／增益补偿器 17。

下面将描述根据本发明示例性实施例的图 1 的接收机的操作原理和用于操作图 1 的接收机的方法。

相位不平衡估计

根据示范性实施例的相位不平衡估计的方法基于以下观点：在解调之后，可以将受不平衡影响的 I 和 Q 分量写为没有不平衡的 i 和 q 分量的函数，如等式（4）中所示：

$$I = k \cdot i$$
$$Q = k \cdot (-i \cdot \sin\varphi + q \cdot \cos\varphi) \quad (4)$$

如果解调器的 I 分支的相位与接收信号的 i 分量的相位对准，则等式（4）成立。

假定（i,q）是用于 UMTS 的发射信号，即不包括由于通过多径衰落信道传播而带来的影响的信号。从复合扰频码特性中和从采用的调制方案中，可以被推断出下面等式（5）。

$$\langle i \cdot q \rangle = \langle q \cdot i \rangle = 0$$
$$\langle i \cdot i \rangle = \langle q \cdot q \rangle = P/2 \quad (5)$$

因此，如上所述，（i,q）的相关矩阵是对角的，而且在主对角线上的项取决于发射功率。

根据（4）和（5），其可以写为：

$$\langle I \cdot Q \rangle = -k \cdot \langle i^2 \rangle \sin\varphi$$
$$\langle I^2 \rangle = k \cdot \langle i^2 \rangle \quad (6)$$

$\langle I \cdot Q \rangle$ 是低通 12 的输出信号，而 $\langle I^2 \rangle$ 是低通 13 的输出信号。这两个信号都被输入到用于生成比值的装置 14。

如上所述，可以推导出：

$$\sin\varphi = -\langle I \cdot Q \rangle / \langle I^2 \rangle \quad (7)$$

其中 $\langle I \cdot Q \rangle$ 被定义为 I 和 Q 的互相关，$\langle I^2 \rangle$ 被定义为 I 的正交，而 $\langle Q^2 \rangle$ 被定义为 Q 的正交或平方。

当通过多衰落环境进行传播时，对于每个路径来说，发射机上的理想的 QPSK（正交相移键控）星座被旋转／衰减／延迟。这在接收机之前对（i,q）的互相关特性有影响。此外，由于在相同信号的延迟版本之间可能存在相关的事实，信号变得本征不稳定，而且（i,q）样值的统计变得更加复杂。上面已经示出这些作用没有影响，而且在接收分量 (i_r, q_r) 的互相关中存在的残留仅仅是由于相位不平衡引起的。

为了补偿相位不平衡，将得到的信号输入到相位／增益补偿器 17 中，其应用下面的等式：

$$i_c = I$$
$$q_c = (Q + I\cdot\sin\varphi) / \cos\varphi \qquad (8)$$

其中：

$$\cos\varphi = ((<I^2>^2 - <I\cdot Q>^2)/<I^2>^2)^{\frac{1}{2}} \qquad (9)$$

i_c和q_c是相位／增益补偿器 17 在线路 18 和 19 上的输出信号。

存在相位不平衡时的增益不平衡估计

在下文中，该方法被扩展到除了相位不平衡之外还存在幅度失配的情形。

如果还存在幅度失配，则可以将上述等式写为如下：

$$I = g(t)(k_1\cdot i)$$
$$Q = g(t)(k_2\cdot(-i\cdot\sin\varphi + q\cdot\cos\varphi)$$
$$<I,Q> = k_1\cdot k_2\cdot <g(t)^2> <q^2>\sin(\varphi)$$
$$<IQ> = -k_1\cdot k_2 <g(t)^2><i^2>\sin(\varphi) = -k_1\cdot k_2 <g(t)^2><q^2>\sin(\varphi)$$
$$<Q\cdot Q> = k_2^2\cdot <g(t)^2> (<i^2>\cos(\varphi)^2 + <q^2>\sin(\varphi)^2) = k_2\cdot <q^2>$$
$$<I\cdot I> = k_1^2\cdot <g(t)^2> <i^2>$$

从这些等式中，得到：

$$<I,Q> / (<I^2><Q^2>)^{1/2} = -\sin(\varphi)$$
$$<Q^2> / <I^2> = k_2^2 / k_1^2 \qquad (10)$$

其中，比值$<Q^2>/<I^2>$是除法器 23 的输出信号。在借助于低通 23 进行低通滤波之后，比值$<Q^2>/<I^2>$被提供给相位／增益补偿器 17。

应当注意，可以简化表示依赖于时间的信道幅度的时间系数$g(t)$，因为在等式（10）的分子和分母上都出现了时间系数$g(t)$，这可以认为

是等式（7）的一般化。也删除相位因子，因为不管怎么样它们都将在自相关矩阵中消失。

相位不平衡的反馈方案

图 2 示出了根据本发明一个方面的反馈相位不平衡估计和补偿设备。如图 2 所示，在图 2 中未示出的接收机站上接收输入复信号 $r(t)$，并且将其进一步处理，以便将复信号 $r(t)$ 提供给解调器 3 的输入连接 1 和 2。在这之后，解调复信号 $r(t)$。在输入连接 1 和 2 之间，$A\cos(\omega t)$ 表示在接收机中用于解调输入信号的波形。

受相位不平衡或增益不平衡影响的已解调复信号 $r(t)$ 在线路 4 上的 I 分量和线路 5 上的 Q 分量被通过相位／增益补偿器 17，并在此后提供给线路 18 和 19。相位／增益补偿器 17 的输出信号利用 i_c 和 q_c 来表示。i_c 和 q_c 信号借助于线路 6 和 7 被馈入用于进行 I 和 Q 分量互相关的装置 8，诸如乘法器。另外，i_c 信号被馈送到用于进行 I 分量的正交或者平方的装置 9，诸如将 i_c 与其自身相乘的乘法器。在这之后，将得到的信号经由线路 10、11 分别提供给低通滤波器 12、13。

为了估计相位不平衡，借助用于生成比值的装置 14（诸如除法器）来生成 I 和 Q 的互相关与 I 的正交之间的比值。在这之后，为了补偿／估计 I 和 Q 分量的相位不平衡或者增益不平衡，借助于积分器 25 对提供给线路 16 的结果信号进行积分，并将其反馈到位于线路 4、5 和 18、19 之间的相位／增益补偿器 17。据此，被估计和补偿的 I 和 Q 分量 i_c 和 q_c 分别被反馈到线路 18、19，以便被馈送到用于同步的装置 20，诸如 UMTS 同步器。

下面，将描述用于操作图 2 的设备的本发明方法的示例性实施例及其操作原理。

在根据本发明的反馈相位不平衡估计和补偿设备中以及用于操作根据本发明的反馈相位不平衡估计和补偿设备的方法中，相位／增益补偿器 17 的补偿输出馈送不平衡估计。已经将某一些简化引入到用于补偿和用于相位估计的公式中。这是可能的，因为在接下来的循环迭代中，相位误差变得越来越小，而且具有角度值的正弦近似和具有 1 的余弦是合适的。下面将描述和解释该方法的原理：

下面的等式能够用于相位 φ 的估计：

$$\varphi = -\langle I \cdot Q \rangle / \langle I^2 \rangle \quad (11)$$

可以参考下面的等式来描述在相位／增益补偿器17中执行的相位补偿：

$$i_c = I \quad (12)$$

$$q_c = (Q + I \cdot \varphi) \quad (13)$$

可以为相位补偿反馈方法引入的进一步的简化将用于下面的相位表示式：

$$\varphi = -k^* \langle I \cdot Q \rangle \quad \text{（误差的未归一化表示式）}$$

其中 k 是常数。这是可能的，因为该项在相位不平衡为零时等于零。因此，由该项表示的信号随后可以被用作反馈方案中的误差。

根据本发明的一个方面，用于执行反馈方案的更加有效的方法是通过迭代过程。根据该方面，可以在用于执行的单个计算步骤中使低通滤波器和积分合为一体。这将在下面更加详细地进行描述：

相位不平衡的迭代实现

下文中，$i_c(n)$，$q_c(n)$是相位补偿接收的同相分量和正交分量。

1） 在时刻 n，计算下面的误差函数：

$$e = i_c(n) \cdot q_c(n)$$

2） 然后，使用下面的等式来获得误差的已滤波积分表示：

$$e_f = e + \rho \cdot e$$

其中，通过匹配收敛速度和稳定性来选择参数ρ。

3） 然后，根据下一个$i(n+1), q(n+1)$接收样本，如下计算接下来（后续）的$i_c(n+1), q_c(n+1)$：

$$i_c(n+1) = i(n+1)$$
$$q_c(n+1) = q(n+1) + i(n+1) \cdot e_f$$

然后，该方法迭代返回到步骤1）。必须注意，用于e_f的最终值表示与增益因子k相乘的已估计的相位不平衡的正弦。

增益不平衡的反馈方案

图3示出了利用反馈方案进行增益补偿的设备。

线路18上的信号i_c经由线路7被提供给用于进行正交或者平方的装置30。用于进行正交的装置30的输出信号借助于低通31被滤波，并且然后被提供给诸如减法器这样的进行减法运算的装置32。该信号在图3中表示为信号A。

线路19上的信号q_c经由线路6被提供给用于进行正交或者平方的装置9。用于进行正交的装置13的输出信号借助于低通31被滤波，并且然后被提供给用于进行减法运算的装置32。该信号在图3中表示为信号B。配置用于进行减法运算的装置32，以便从低通13的输出信号中减去低通31的输出信号，这利用图3中的B-A来表示。

图3中描述的设备如下操作：解调接收的输入，并且然后在循环的各个迭代中补偿增益。对增益补偿的分量进行平方、滤波并相减，以构建一个误差函数，对该误差函数进行积分并且随后提供给增益补偿块17，以便与输入信号一同进行处理。

给出该方法基本原理的等式如下所示。从下面的等式开始：

$$\frac{<I \cdot Q>}{\sqrt{<I^2><Q^2>}} = \sin(\varphi)$$

$$\frac{<Q^2>}{<I^2>} = \frac{k_2^{\,2}}{k_1^{\,2}}$$

其中，可以如下定义x：

$$x = \frac{k_1^2 - k_2^2}{k_1^2} = \frac{<I^2> - <Q^2>}{<I^2>} \cong \frac{2 \cdot k_1 \cdot (k_1 - k_2)}{k_1^2} = \frac{2 \cdot (k_1 - k_2)}{k_1} \qquad (14)$$

其变为：

$$x=\frac{k_1^2-k_2^2}{k_1^2}=\frac{<I^2>-<Q^2>}{<I^2>}\cong\frac{2\cdot k_1\cdot(k_1-k_2)}{k_1^2}=\frac{2\cdot(k_1-k_2)}{k_1} \qquad (15)$$

以及

$$g_c=1-0.5\cdot x=\frac{k_1}{k_2} \qquad (16)$$

其中使用下面的近似值:

$$x=k_1+k_2\cong 2\cdot k_1$$

如下获得增益补偿的分量:

$$i_c=I$$
$$q_c=Q\cdot g \qquad (17)$$

注意，该推导基于在下面的循环迭代中实现的条件下、利用k_1和k_2之间的递减差值变得更加精确的近似。

为了应用该方法，可以通过考虑下述内容来获得进一步的简化：$x^1=k_1^2-k_2^2$（误差的未归一化表示式）。

实际上，对于增益平衡的分量来说，这个最后表达式为零，并且不包括可能在存在噪声时中能出现一些问题的比值运算。

用于增益不平衡估计和补偿的迭代实现

通过根据本发明示例性实施例的下述步骤表示用于执行低通滤波和积分操作的一种更加有效的方法:

1） 在时刻 n，计算下列项:

$$e=i_c(n)^2-q_c(n)^2$$

2） 然后，使用下面的等式来获得误差的已滤波积分表示:

$$e_f=e+\rho\cdot e$$

其中，通过匹配收敛速度和稳定性来选择参数ρ。

3） 然后，可以如下导出增益 g（k 是给定常数）：

$$g = 1 - k \cdot e_f$$

4） 然后，将已计算的增益应用到接下来的 i 和 q 样本：

$$i_c(n+1) = i(n+1)$$
$$q_c(n+1) = q(n+1) \cdot g$$

5） 然后，从步骤 1）迭代重新开始该方法。

注意，g 的最终值将表示增益的估计值。有利地，这种迭代方法在存在相位不平衡以及没有相位不平衡的条件下都是有效的。

相位和增益不平衡：反馈／迭代方法

可以串行级联图 2 和 3 中表示的两种循环，以获得相位和增益的同时补偿。特别地，图 2 表示的循环的输出可以是图 3 表示的循环的输入，并且在相位和增益中对最终输出进行补偿。这是在等式（10）中相位和增益不平衡是不相关的事实的一种结果。同样，如果在将非归一化表达式用于误差以减小复杂性的情况下不应用这种不相关性，则仍然可以表明：循环的串行级联非常有效地操作。实际上，在这最后一种情况中，残留相位不平衡影响在下一个循环迭代中增益不平衡的估计，但是当相位误差变为零时，这种影响变为零。因此，通过使用误差的非归一化形式创建的耦合在收敛速度方面产生了互逆影响，但不影响收敛本身。

图 11 和 12 描述了利用同时补偿相位和增益的两个级联的迭代循环而实现的结果。

正如在下面将要示出的，基于非归一化误差的上述迭代方法允许非常有效的且更一般的增益／相位不平衡的估计和／或补偿。实际上，从下面的等式开始：

$$I = k_1 \cdot i \qquad (18)$$

$$Q = -k_3 \cdot i \cdot \sin\varphi + k_2 q \cdot \cos\varphi$$

其中，k_3用于在 q 分支上注入的 i 的部分，可以表示：

$$\begin{aligned} &< I \cdot Q >= k_1 k_3 \sin(\varphi) < i^2 > \\ &< I^2 > - < Q^2 >= < i^2 > (k_1^2 - k_3^2 sen^2\varphi) - k_2^2 q^2 \cos\varphi \end{aligned} \qquad (19)$$

正如可以从这些等式（19）中所看到的，如果这两个相位和增益不平衡分量之一与任意因子相乘，则第一个等式成立。仅在相位不平衡为零时，$< I \cdot Q >$给出为零的误差。另一方面，在没有相位不平衡的情况下，第二个等式为零，如果且仅如果：

$$\begin{aligned} &< I^2 > - < Q^2 >= (< i^2 > k_1^2 - < q^2 > k_2^2) = 0; \\ &\frac{< i^2 >}{< q^2 >} = \frac{k_1^2}{k_2^2} \end{aligned} \qquad (20)$$

以这种方式，可以设计级联方案，其中将用于相位的等式应用于等式（11）中给出的相位不平衡分量。第一循环的输出馈送第二循环，该第二循环应用在等式（12）和（13）中给出的过程来估计并补偿增益不平衡。该方案将以计算有效方式来补偿相位和增益不平衡，无论何时它们都可以以等式（18）给定的形式来表达。

图 4 示出了 UMTS 接收机的组成部分。具有射频（rf）解调器 40，其输出信号被输入到 A/D 转换器 41。A/D 转换器 41 的输出被输入到与向下抽样器 43 相连接的 RRC 滤波器 42。信号从向下抽样器 43 输出，以便进一步处理。线路 44、45 和 46 表明在 UMTS 接收机内的位置，其中可以应用用于相位和／或增益不平衡估计和／或补偿的上述方法。正如能够从图 4 中看到的，可以在 A/D 转换器 41 和 RRC 滤波器 42 之间即 RRC 滤波器 42 之前、在 RRC 滤波器 42 和向下抽样器 43 之间即在向下抽样器 43 之前、以及在向下抽样器 43 之后在进一步处理之前，应用相位和／或增益不平衡估计和／或补偿。因此，根据本发明，为根据本发明的接收机的设计提供了极大的自由度。

本发明方法和设备的性能

图 5－7 示出了源于仿真的不同长度滤波器的估计误差和真值之间的比值，该仿真基于从标准规范中抽取的用于 UMTS 接收机的典型条

件。在 X、Y 轴分别表示从 0 到 5 度达到的相位不平衡误差和图 1 中低通 2 的长度。用于低通滤波器长度的单位是 1 个导频符号，即 256 个片。图 1 中低通滤波器 1 的长度总被假定为 256 个片。Z-值 E 表示实际不平衡的估计值方差的平方根。其与补偿之后的残留相位误差的平均幅度相关联。

图 5 中，考虑对应于 4 个路径、3km/h 的速度和 Iorx/Ioc = -3dB 的条件。

图 6 中，考虑对应于 4 个路径、120km/h 的速度和 Iorx/Ioc = -3dB 的条件。

图 7 中，考虑对应于 4 个路径、250km/h 的速度和 Iorx/Ioc = -3dB 的条件。

对于超过 50 个导频符号的图 1 中的低通滤波器 2 的滤波器长度或者超过 2 度的相位误差来说，针对 E，所有三种仿真都呈现非常好的结果。

图 8 示出了在考虑 AWGN 传播条件（加性白高斯噪声）并且不包括其他损耗的情况下相位不平衡对 BER（误码率）的影响。在 0 和 4 度之间，BER 增加相对慢。从 4 到 7 度，BER 的增加适度，而从 7 到 10 度，BER 迅速增加。正如在 0 - 5 度中可以看到的，相位不平衡可以暗示 BER 增加大约 60%。

图 9 示出了在典型条件下可以实现的性能。相位误差随着积分长度呈指数下降。通过选择 16×256 个片（对应于 16 个导频符号）的积分长度，相位误差平均减少 90%。

图 10 示出了与以 5Hz 的固定频率改变相位的情况相关的结果。这种情况用于给出该方法的跟踪能力的表示。考虑的条件对应于 4 个路径及 120km/h 速度。包括噪声的影响，相对于希望信号的+3dB 的小区间干扰。积分周期是 16 个时隙，而在 5 度的峰值相位误差上达到的均方差为 0.57。

图 11 和 12 示出了当存在相位和增益不平衡二者时应用的迭代过程的性能。图 11 示出了在图 4 中利用箭头 44 表明的位置上、在该方法的迭代应用中利用速度 = 3km/h 和 3 个等价路径估计的相位。增益不平衡的初始条件是 0.8，而相位不平衡的初始条件是 5 度。等式（18）中的项 k_3 等于 0.5。

图 1 示出了在图 4 中利用箭头 44 表明的位置上、在该方法的迭代应用中利用速度 = 3km/h 和 3 个等价路径的增益误差。增益不平衡的初始条件是 0.8，而相位的为 5 度。等式（18）中的项 k_3 等于 0.5。

正如从图 11 和 12 中所能看到的，在大约 300 个导频符号、即对应于 20msec 的间隔的 2 帧之后，5 度的相位误差和 0.8 增益减少到相位的大约 0.02 度和增益的 0.01。

本发明的方法和设备尤其适用于 UMTS/WCDMA，其中复合扰频码被用于调制信息符号。然而，本发明的方法和设备也可以应用于任何利用 QPSK 调制的传输、基于复合扰频码的调制方案和相对于传输带宽的信道的频率选择性。

可以借助于 EPLD（诸如 Altera EPLD）或利用适当的计算设备来设计根据本发明的设备。本发明的方法可以实施为适当的编程语言（诸如 C++）中的软件程序代码，并且存储在诸如压缩盘这样的适当的计算机可读存储设备中。

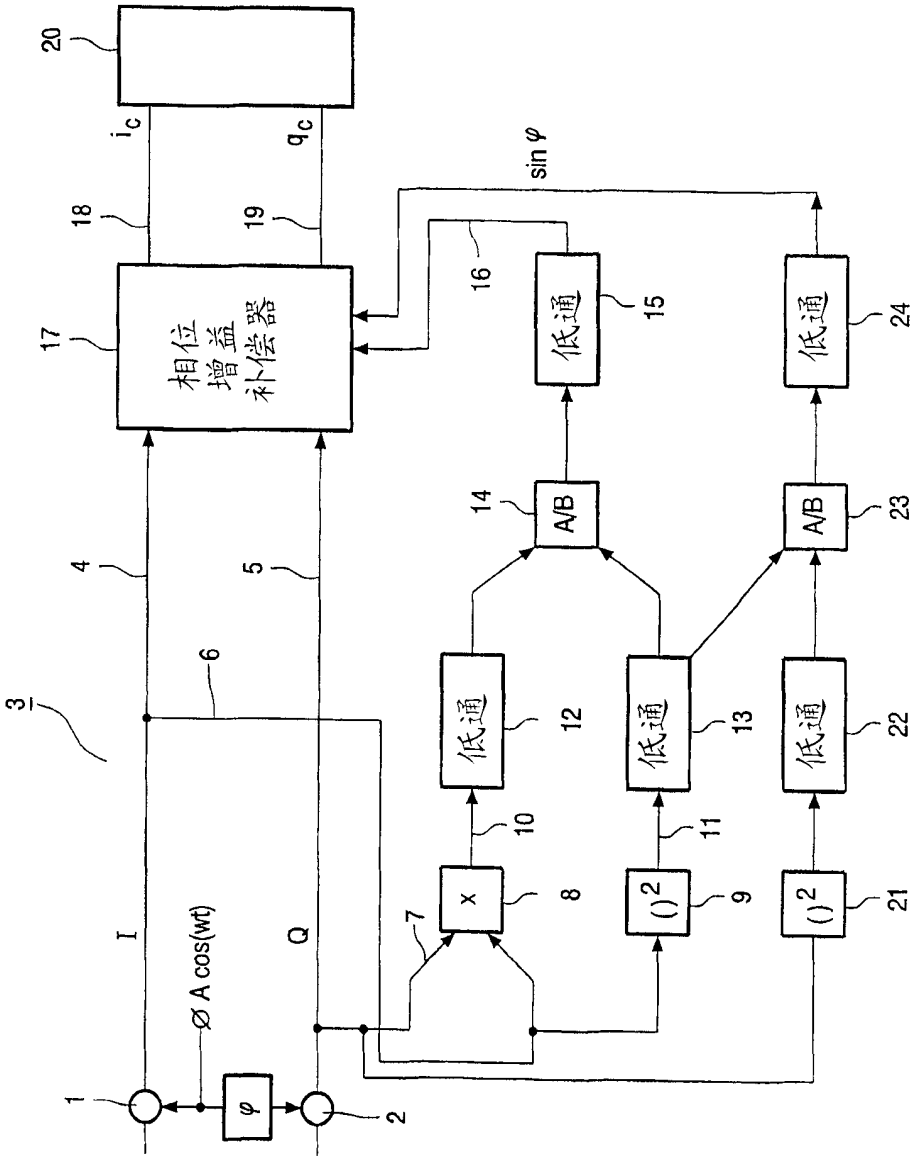

20
i_c
q_c
18
19
sin φ
16
17
相位
增益
补偿器
低通
15
24
14
A/B
23
4
5
6
3
低通
12
低通
13
低通
22
10
11
x
8
()²
9
()²
21
7
I
Ø A cos(wt)
Q
1
φ
2

图 1

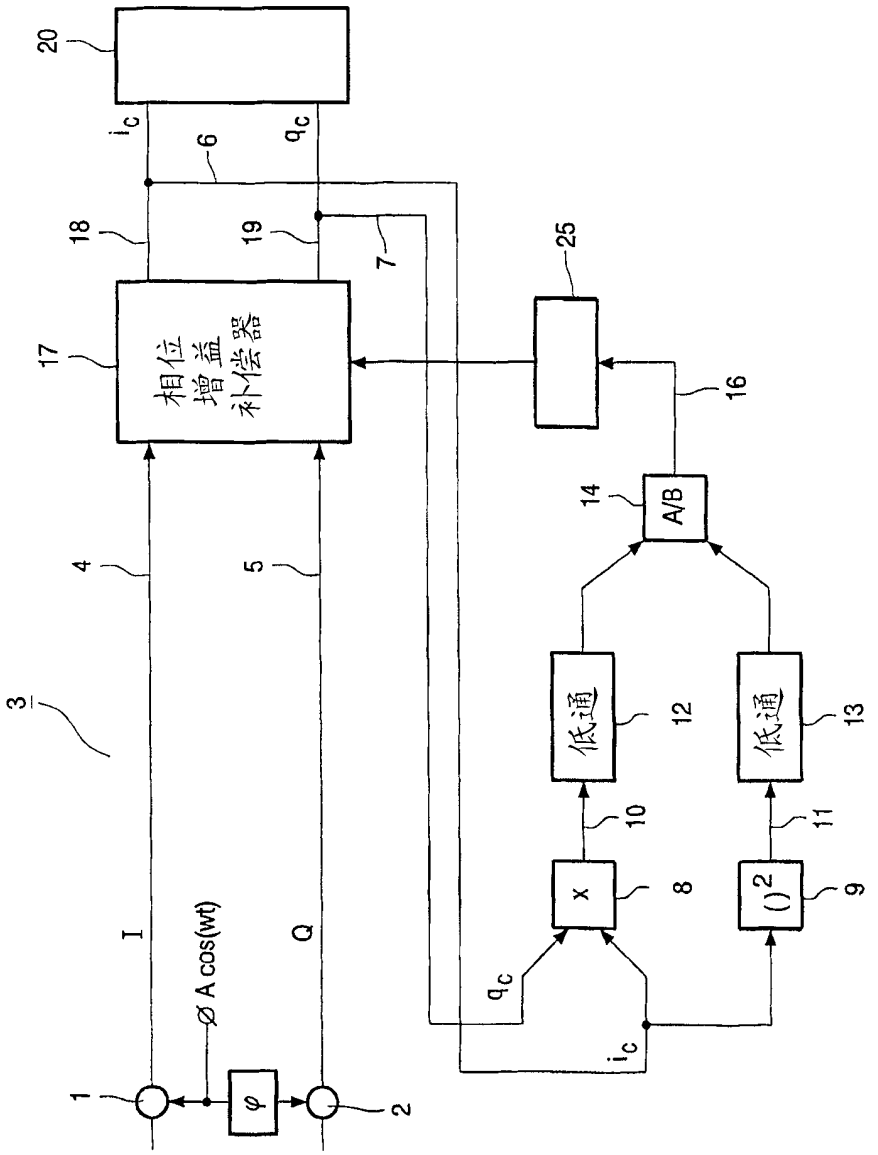

20
i_c
6
q_c
18
19
7
25
17
相位
增益
补偿器
16
14
A/B
4
5
低通
12
低通
13
3
10
11
I
Q
x
8
$()^2$
9
q_c
i_c
Ø A cos(wt)
1
φ
2

图 2

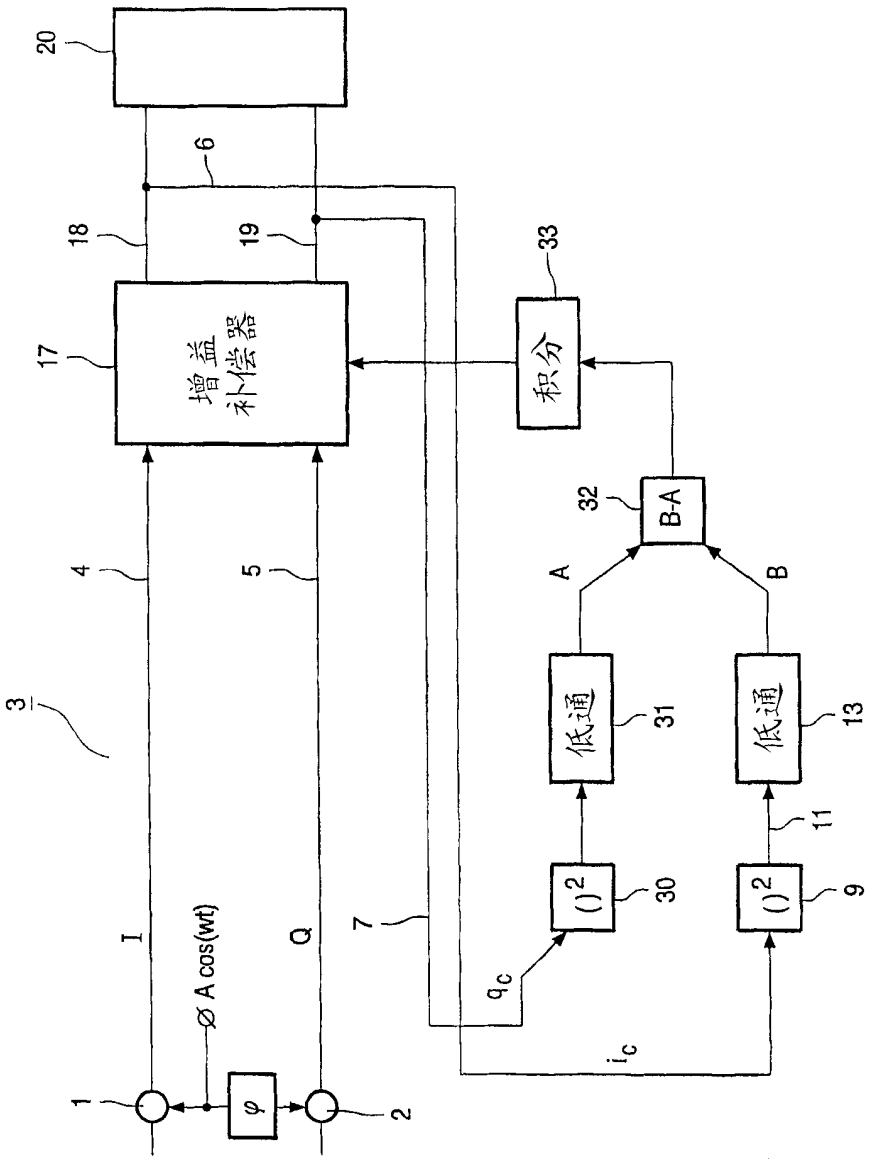

20
6
18
19
33
17
增益补偿器
积分
32
B-A
A
B
4
5
3
低通
31
低通
13
11
I
Q
7
$()^2$
30
$()^2$
9
q_c
i_c
A cos(wt)
φ
1
2

图 3

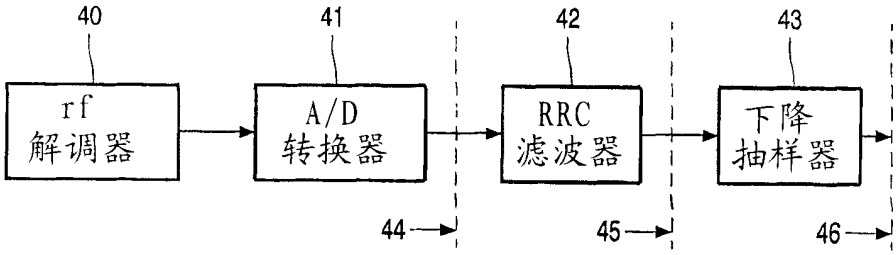


图 4

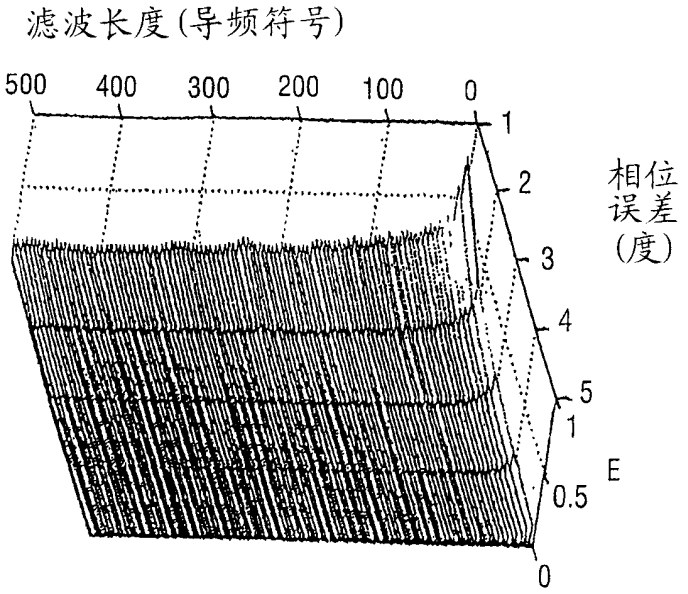

滤波长度(导频符号)
500
400
300
200
100
0
1
2
3
4
5
1
0.5
0
E
相位
误差
(度)

图 5

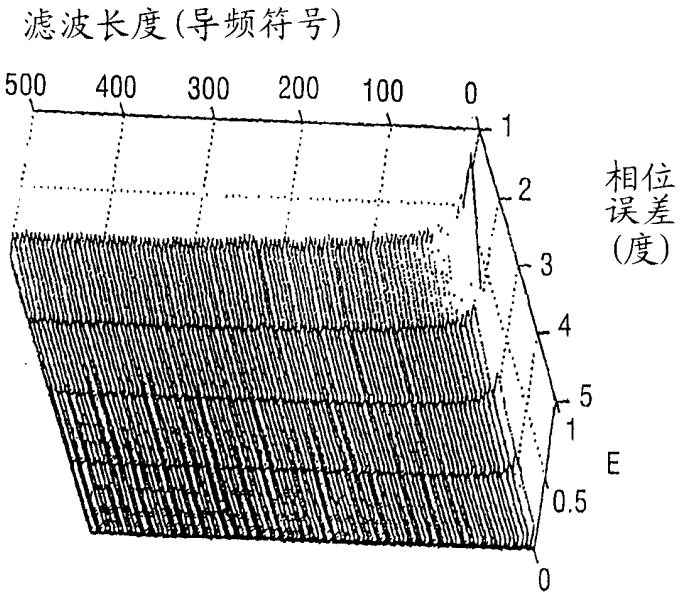

滤波长度(导频符号)
500
400
300
200
100
0
1
2
3
4
5
1
0.5
0
E
相位
误差
(度)

图 6

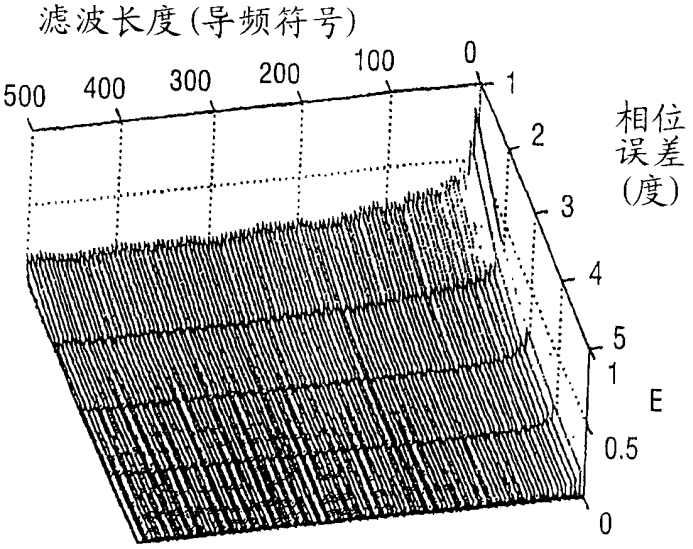

滤波长度(导频符号)
500
400
300
200
100
0
1
2
3
4
5
1
0.5
0
相位
误差
(度)
E

图 7

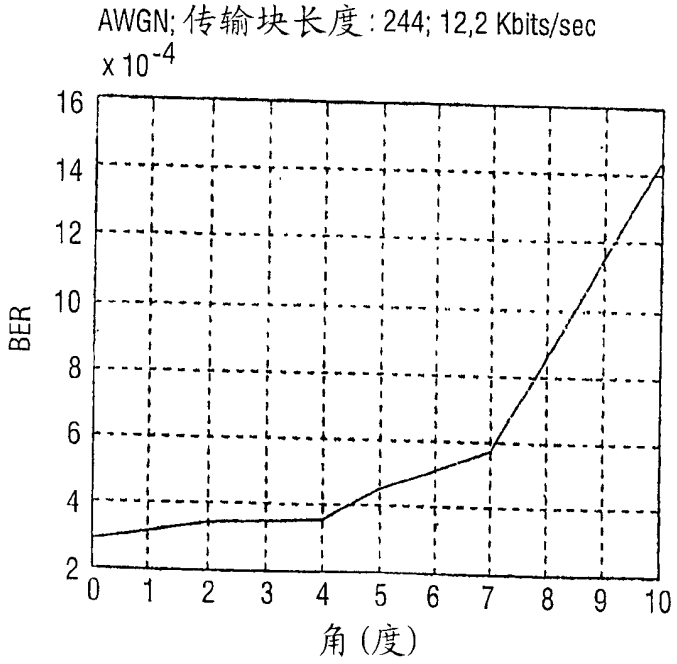

AWGN; 传输块长度 : 244; 12,2 Kbits/sec
x 10-4
16
14
12
10
8
6
4
2
BER
0
1
2
3
4
5
6
7
8
9
10
角(度)

图 8

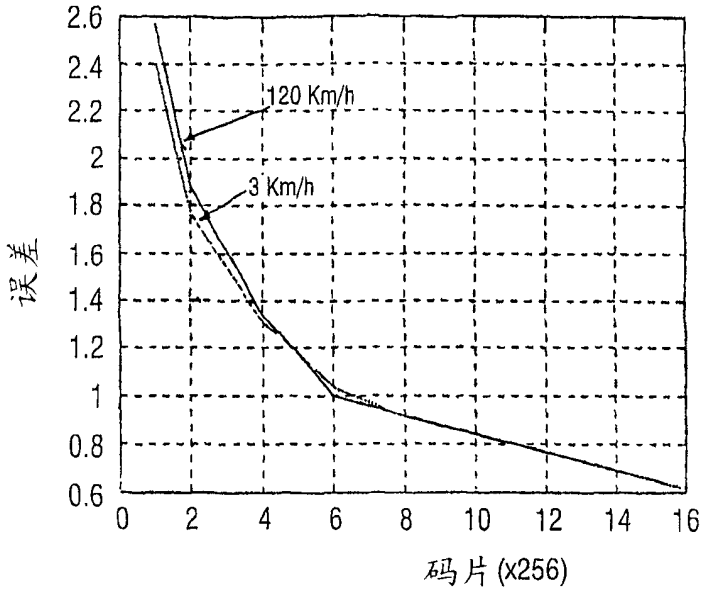

2.6
2.4
2.2
2
1.8
1.6
1.4
1.2
1
0.8
0.6
误差
120 Km/h
3 Km/h
0
2
4
6
8
10
12
14
16
码片(x256)

图 9

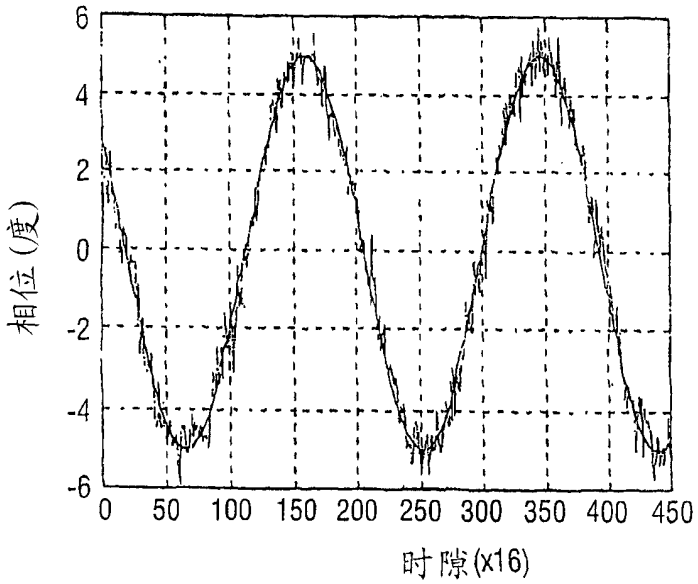

6
4
2
0
-2
-4
-6
相位(度)
0
50
100
150
200
250
300
350
400
450
时隙(x16)

图 10

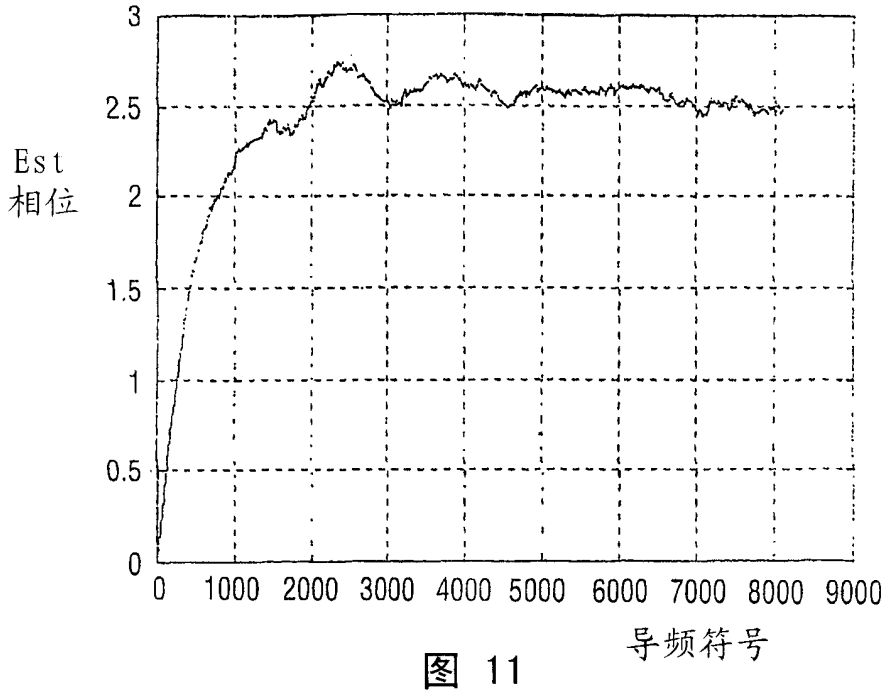

Est
相位
3
2.5
2
1.5
1
0.5
0
0 1000 2000 3000 4000 5000 6000 7000 8000 9000
导频符号

图 11

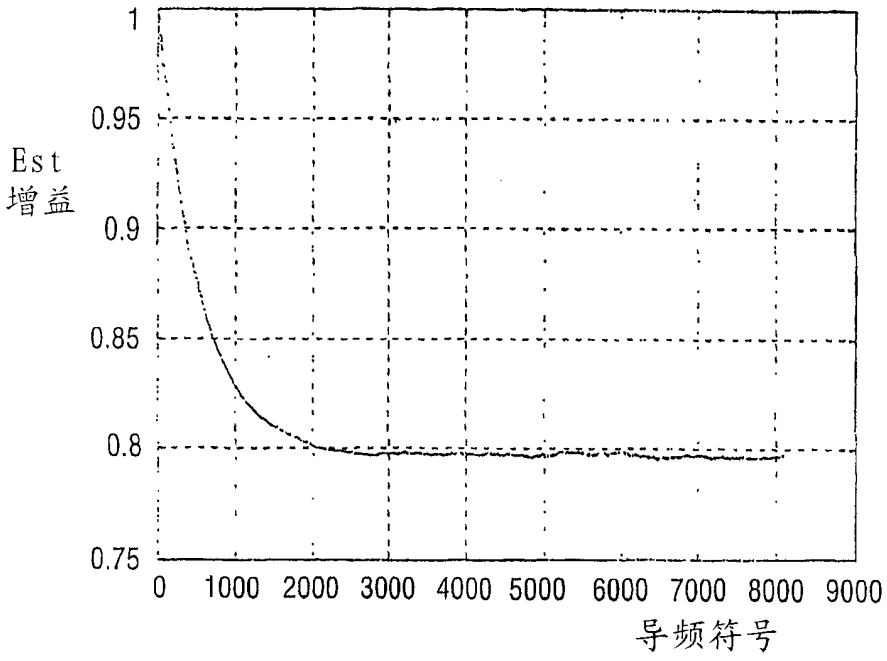

Est
增益
1
0.95
0.9
0.85
0.8
0.75
0 1000 2000 3000 4000 5000 6000 7000 8000 9000
导频符号

图 12