



(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 102882575 B

(45) 授权公告日 2015. 09. 02

(21) 申请号 201210240614. 8

(22) 申请日 2012. 07. 12

(30) 优先权数据

11173714. 4 2011. 07. 13 EP

(73) 专利权人 英特尔移动通信科技德累斯顿有
限责任公司

地址 德国德累斯顿

(72) 发明人 J. 佩安 A. 布里

(74) 专利代理机构 中国专利代理(香港)有限公
司 72001

代理人 马永利 李浩

(51) Int. Cl.

H04L 25/03(2006. 01)

H04B 7/06(2006. 01)

H04B 7/08(2006. 01)

H04L 25/02(2006. 01)

(56) 对比文件

US 2009274074 A1, 2009. 11. 05,

Zijian Bai 等. "Dynamic transmission
mode selection in LTE/LTE-Advanced
system". 《2010 3rd International
Symposium on Applied Science in
Biomedical and Communication Technologies
(ISABEL2010)》. 2010, 第 1-5 页.

审查员 郝庭基

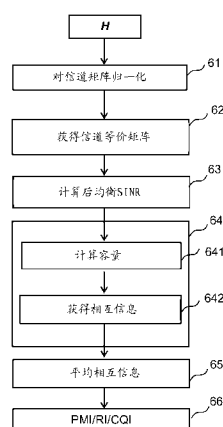
权利要求书2页 说明书6页 附图6页

(54) 发明名称

用于确定信道状态信息的方法和装置

(57) 摘要

本发明涉及一种用于确定信道状态信息的方法和装置。从基站接收信号的移动台经历时间/频率变化的信道条件。为了从基站获得最大吞吐量,有必要针对实际信道质量调整调制和编码方案。为了这样做,要求移动接收器探测无线电信道条件并且反馈估计的信道状态信息参数的有限集合,诸如 CQI、RI 和 PMI。本发明使用调制特定相互信息作为用于 CQI-PMI-RI 计算的基本度量以按照合理复杂性在平坦衰落和干扰条件以及时间和频率选择性衰落和干扰条件两者之下产生高带宽效率。



1. 一种用于在正交频分复用 (OFDM) 传输方案中确定信道状态信息的方法, 包括以下步骤:

估计每个资源块的频率选择性干扰噪声协方差矩阵;

通过使用所述干扰估计对信道矩阵加权来获得 (61) 归一化信道矩阵;

通过将所述归一化信道矩阵乘以所有可用预编码矩阵来确定 (62) 信道等价矩阵;

在使用中的均衡器的函数中计算 (63) 后均衡信号与干扰加噪声比 (SINR);

在使用的调制的函数中针对每个后均衡 SINR 导出 (64) 依赖于调制的相互信息;

在子频带中平均 (65) 所述依赖于调制的相互信息;

根据所述平均的依赖于调制的相互信息导出 (66) 信道状态信息;

其中根据所述平均的依赖于调制的相互信息导出信道状态信息的步骤包括:

选择用于码字的每个可能数量的预编码矩阵索引 (PMI), 使得它最大化所有码字内的频谱效率之和; 以及

利用 PMI 的先验知识选择所述信道的等级指示 (RI), 使得最大化所有可用码字内的频谱效率之和。

2. 根据权利要求 1 所述的方法, 其中导出依赖于调制的相互信息的步骤包括:

针对所有输入后均衡 SINR 计算假定容量; 并且

将非线性变换应用于所述假定容量以针对每个后均衡 SINR 值获得所述依赖于调制的相互信息, 所述非线性变换对实际调制类型和接收器特定 QAM 解映射器实施进行建模。

3. 根据权利要求 1 所述的方法, 其中根据所述平均的依赖于调制的相互信息导出信道状态信息的步骤还包括:

关于每个码字选择信道质量指示 (CQI) 作为最大可实现频谱效率。

4. 根据权利要求 1 至 3 中的任一权利要求所述的方法, 其中通过最大比合并 (MRC) 来提供均衡, 并且计算后均衡 SINR 的步骤包括确定所述信道矩阵的平方 Frobenius 范数。

5. 根据权利要求 1 至 3 中的任一权利要求所述的方法, 其中利用 MIMO 最小均方误差 (MMSE) 均衡, 并且计算后均衡 SINR 的步骤包括计算信道协方差矩阵并且针对每个码字从其导出 SINR。

6. 根据权利要求 1 至 3 中的任一权利要求所述的方法, 其中通过 MIMO 最大似然 (ML) 检测来提供均衡, 并且计算后均衡 SINR 的步骤包括根据用于修改的信道协方差矩阵的特征值导出所述后均衡 SINR。

7. 一种正交频分复用 (OFDM) 基带接收器, 包括:

用于根据接收的符号估计噪声电平和信道条件的装置 (414, 416);

用于解调和解码数据的装置 (418, 420, 422);

用于估计时间和频率偏移参数的装置 (430, 432); 以及

用于使用所述噪声电平和信道估计来估计反馈信息的装置 (440);

其中所述反馈信息估计装置包括:

用于通过将归一化信道矩阵乘以所有可用预编码矩阵来确定信道等价矩阵的装置 (51);

用于在使用中的均衡器的函数中计算 (52) 后均衡信号与干扰加噪声比 (SINR) 的装置;

用于在使用的调制的函数中针对每个后均衡 SINR 导出(53)依赖于调制的相互信息的装置；

用于在子频带中平均(533)所述依赖于调制的相互信息的装置；

用于根据所述平均的依赖于调制的相互信息导出(54)信道状态信息的装置；

其中所述用于导出信道状态信息的装置用于选择用于码字的每个可能数量的预编码矩阵索引(PMI)使得它最大化所有码字内的频谱效率之和,以及

其中所述用于导出信道状态信息的装置还用于利用 PMI 的先验知识选择所述信道的等级指示(RI)使得最大化所有可用码字内的频谱效率之和。

8. 根据权利要求 7 所述的基带接收器,其中所述用于导出依赖于调制的相互信息的装置包括:用于计算用于所有码字的假定容量的装置,以及用于针对每个后均衡 SINR 获得依赖于调制的相互信息的装置,其用于将非线性变换应用于所述假定容量,所述非线性变换对实际调制速率和接收器特定 QAM 解映射器实施进行建模。

9. 根据权利要求 7 所述的基带接收器,其中所述用于导出信道状态信息的装置还用于关于每个码字选择信道质量指示(CQI)作为最大可实现频谱效率。

用于确定信道状态信息的方法和装置

技术领域

[0001] 本发明涉及一种用于确定信道状态信息的方法。更具体而言，本发明涉及一种用于在 OFDM 基带接收器中导出信道状态信息的方法。本发明也涉及一种执行导出信道状态信息的方法的装置。

背景技术

[0002] 正交频分复用 (OFDM) 已经广泛用于多种无线通信标准，诸如 WLAN IEEE 802.11 a/g、DAB、TDMB、DVB-T、WiMax 并且也用于 3GPP LTE。由于 OFDM 用于低复杂性的接收器实施的潜在性，其对高数据速率传输特别有吸引力。

[0003] 在 OFDM 中，将传输带宽分成相同宽度的等距间隔正交子频带。在如下前提之下维持正交性：信道冲激响应的持续时间未超过保护间隔的持续时间并且无线电传播信道条件变化足够慢。通过恰当选择系统参数 (诸如子载波间距和保护间隔持续时间) 来满足两个要求。一个数据符号的传输然后由简单方程描述：

[0004]

$$y_{kl} = h_{kl} \cdot x_{kl} + n_{kl}, \quad (1)$$

[0005] 其中 x 是传输的符号， h 是复衰落系数， n 是随机噪声采样， y 是对应接收符号， k 是 OFDM 子载波索引，并且 l 是 OFDM 符号索引。噪声采样由噪声方差 σ_n^2 表征。就用于不同对 (k, l) 的不同值而言，这一方程对于时间 - 频率平面中的所有符号都成立，如图 1 中所示。

[0006] 一种对具有一个 TX 天线的 OFDM 的扩展是多输入多输出 (MIMO) OFDM，其中在传输侧和接收侧上均使用多个天线。在这一情况下，在时间 - 频率平面中的每个元素对应于以下方程：

[0007]

$$y_{kl} = H_{kl} \cdot x_{kl} + n_{kl}, \quad (2)$$

[0008] 其中 x 是传输的符号的矢量， H 是复衰落系数的矩阵， n 是随机噪声采样矢量， y 是对应接收符号矢量。随机噪声矢量由它的协方差矩阵 Φ_n 表征。

[0009] 在 LTE 中，在时间 - 频率平面中的每个元素称为资源元素，并且将整个时间 - 频率平面划分成所谓的资源块，这些资源块是在频率方向上的 12 个子载波乘以 (time) 时间方向上的 6 或者 7 个 (取决于循环前缀持续时间模式) OFDM 符号的矩形，如图 2 中所示。

[0010] LTE 支持多个链路适配方法以便向移动用户提供某一希望质量的服务。调制和编码方案 (即调制符号集 (alphabet) 和编码速率) 适应给定的链路条件以便满足作为目标的最大误包率。

[0011] 从基站接收信号的移动台经历时间 / 频率变化的信道条件。为了从基站获得最大吞吐量，有必要调整调制和编码方案 (QPSK、16QAM 或者 64QAM) 以适应实际信道质量。为了这样做，要求移动接收器探测无线电信道条件并且反馈估计参数 (即反映可实现频谱效率

的信道质量指示符(CQI)以及信道等级指示(RI)和预编码矩阵索引(PMI)(两者均是为了实现该频谱效率而需要的))的有限集合。

[0012] 为了满足目标最大误包率,移动台向基站发送用于调制和编码方案选择的提议(信道质量指示-CQI)。此外还有 MIMO 传输模式,该模式利用经由预编码的隐式波束形成,这允许空间信道维度的改进利用。在这一模式中,移动台发送用于传输层数量(等级指示-RI)和最佳预编码矩阵(预编码矩阵索引-PMI)的提议。移动台基于信道条件的评估来获得所有该反馈信息并且向基站发送它的提议。按惯例,基于将在均衡之后获得的信号与干扰加噪声比(SINR)计算所有该信道状态信息(CSI)。

[0013] SINR 然后用来计算松散(unbound)信道容量:

[0014]

$$C_{k,l} = \log 2(1 + \text{SINR}_{k,l}) \quad (3)$$

[0015] 在以下步骤中概括基本的常规方式:使用将通常使用 Monte-Carlo 仿真导出的预定义映射函数或者表将后均衡 SINR 或者容量直接映射到 CQI。使用信道容量或者简称‘容量’作为用于 RI 计算的度量。选择赋予最高容量的等级。在所有可能的 PMI 值之中,选择使后均衡 SINR 或者容量最大的 PMI。信道容量或者简称为‘容量’在本领域中一般理解为可以通过信道传送的信息或者消息的最大量。

[0016] 由于 LTE 网络运营商对宝贵和高成本资源‘带宽’的最高效利用感兴趣,所以存在以最高可能带宽利用来操作无线网络的需求。作为实现高带宽效率的前提,移动台或者在 LTE 术语中为用户设备(UE)必须向基站或者在 LT 术语中为增强型节点 B (eNB)报告准确的信道状态信息。

[0017] 然而用于信道状态信息计算的常规方法遭受不准确,这造成次优带宽效率。特别地,在考虑将在时间和频率选择性衰落和干扰的条件之下存在的可变应用场景的大集合时,目前实现的总平均带宽效率显然低于可能的效率。

[0018] 因此在本领域中需要的是一种在芯片面积(die area)以及功率消耗方面以更低计算复杂性(这直接转化成更低成本)在平坦衰落和干扰条件以及时间和频率选择性衰落和干扰条件两者之下产生高带宽效率的方式。

发明内容

[0019] 根据本发明,提供一种用于在正交频分复用(OFDM)传输方案中确定信道状态信息的方法,该方法包括以下步骤:估计每个资源块的频率选择性干扰噪声协方差矩阵;通过使用干扰估计对信道矩阵加权来获得归一化的信道矩阵;通过将所述归一化的信道矩阵乘以所有可用预编码矩阵来确定信道等价矩阵;在使用中的均衡器的函数中计算后均衡信号与干扰加噪声比(SINR);在使用的调制的函数中针对每个后均衡 SINR 导出相互信息(mutual information);在子频带中平均所述相互信息;根据所述平均的相互信息导出信道状态信息。具体而言,导出相互信息的步骤可以包括:针对所有输入后均衡 SINR 计算假定容量,并且将非线性变换应用于所述假定容量以针对每个后均衡 SINR 值获得所述相互信息,非线性变换对实际调制类型和接收器特定 QAM 解映射器实施进行建模。

[0020] 根据所述平均相互信息导出信道状态信息的步骤可以包括选择用于每个可能码字数量的预编码矩阵索引(PMI),使得它最大化在所有码字内的频谱效率之和,并且还可以

包括利用 PMI 的先验知识选择信道的等级指示(RI),使得最大化在所有可用码字内的频谱效率之和。在一个优选实施例中,根据所述平均的相互信息导出信道状态信息还包括:关于每个码字选择信道质量指示(CQI)作为最大可实现频谱效率。

[0021] 在用于数据解调的均衡器的函数中计算后均衡信号与干扰加噪声比(SINR)。在使用最大比合并(MRC)均衡器的一个实施例中,可以通过确定信道矩阵的平方 Frobenius 范数来获得后均衡 SINR。在另一实施例中,使用 MIMO 最小均方误差(MMSE)均衡器,并且可以通过计算信道协方差矩阵并且针对每个码字从其导出 SINR 来获得后均衡 SINR。在其中使用 MIMO 最大似然(ML)检测均衡器的又一实施例中,可以根据用于修改的信道协方差矩阵的特征值导出后均衡 SINR。

[0022] 本发明的解决方案与常规信道状态信息确定算法不同在于它使用调制特定相互信息作为用于 CSI 计算的基本度量,在于它估计时间和频率选择性 SINR 并且通过在相互信息域中而不是在 SINR 域中进行平均来处理时间-频率选择性衰落和干扰条件。而且,在子采样数据速率(子频带粒度)上以合理的低复杂性执行联合 CSI 估计,并且使用可伸缩相互信息度量来反映实际解码器性能和真实信道估计器的影响。

[0023] 尤其是在后 SINR 是高度频率选择性时,本发明在与常规算法比较时提供性能优势。而且,本发明在与其中联合计算 RI-CQI-PMI 的替代穷举搜索算法比较时也提供复杂性优势。对于时变下行链路功率分配,根据本发明的方法对于频率选择性、时变干扰是鲁棒的。

附图说明

[0024] 根据仅通过示例给出的并且其中将参照附图的对具体实施例的下文信息描述将清楚本发明的附加特征和优势,在附图中:

[0025] 图 1 图示了在 OFDM 中用来定义符号的时间-频率平面;

[0026] 图 2 示出了 LTE 时间-频率网格;

[0027] 图 3 图示了在本发明的方法中使用的用于不同调制和编码方案的信道容量和相互信息的图;

[0028] 图 4 示出了根据本发明一个实施例的 LTE 基带的接收器的简化框图;

[0029] 图 5 示出了图 4 的反馈信息估计器的框图;并且

[0030] 图 6 示出了根据本发明的用于确定信道状态信息的方法的流程图。

具体实施方式

[0031] 现在将参照图 4 至图 6 详细描述本发明,其中图 4 和图 5 图示了根据本发明的示例性基带接收器布置的细节,并且图 6 是可以在这一接收器布置中执行的发明方法的流程图。图 4 示出了根据本发明一个示例性实施例的 OFDM 基带接收器 400。在 410 去除保护间隔(GI)之后,在 412 经由快速傅里叶变换(FFT)处理从 HF 前端 40 接收的信号块以将接收的时域符号转换到频域中。多个处理的 FFT 块形成由接收的数据符号和参考符号构成的时间-频率平面。通常基于参考符号执行在 416 的信道估计和在 414 的噪声电平估计。

[0032] 在 618 均衡数据符号和对应信道估计,然后在 620 计算并且向解交织/解码单元 622 中馈送对数似然值,该解交织/解码单元 622 从均衡和缩放的符号获得解码数据。从前

向纠错(FEC)解码器 622 输出的数据位包括控制位和净荷位。OFDM 基带接收器还包括用于估计信道传递函数的装置 416、用于估计噪声和干扰复合电平的装置 414、用于均衡数据符号的装置 418、用于计算对数似然比的装置 420、用于对软位(softbit)解码以提供解码数据位的装置 422、用于时间偏移估计的装置 430、用于频率偏移估计的装置 432 和用于反馈信息计算的装置 440。在图 4 中所示 OFDM 基带接收器的优选实施例中,噪声电平估计器装置 414 计算一般可以在时间和频率方向上不同的多个噪声电平估计。这些噪声电平估计用来在 450 获得噪声归一化值,这些值在 452 应用于接收的数据符号并且在 454 应用于信道的估计。向时间偏移估计器 430 和频率偏移估计器 432 中馈送来自 454 的归一化的信道估计数据用于分别确定时间和频率偏移估计,这些估计用于在数字基带接收器 400 和如在 40 所示的 OFDM 接收器布置的模拟 RF 前端之间的时间和频率跟踪回路。

[0033] 也向反馈信息估计器 440 中馈送来自 454 的归一化的信道估计数据。图 5 图示了反馈信息估计器 440 的一个当前优选实施例,该估计器 440 由三个硬件块(即分别为解预编码块 51、后均衡 SINR 块 52 和相互信息块 53)和软件块 54 (该软件块 54 用于根据在块 53 中获得的平均相互信息计算信道状态信息)实施。然而必须理解硬件和软件块的这一特定实施仅为示例并且执行本发明的 CSI 估计方法的硬件与软件块的其他组合在本发明的范围内。

[0034] 将结合如下文描述的图 6 中所示根据本发明执行的方法步骤的流程图来理解反馈信息估计器 440 的操作。

[0035] 在资源块(RB)基础上估计频率选择性干扰噪声协方差矩阵。在步骤 61 中,对估计的干扰的互逆(reciprocal)Cholesky 分解用来对信道矩阵加权:

[0036]

$$H_n = \tilde{n} \cdot H \quad (4)$$

[0037] 其中归一化矩阵 $\tilde{n}$ 与干扰估计有关如下:

[0038]

$$\Phi_{nn}^{-1} = \tilde{n}^H \cdot \tilde{n} \quad (5)$$

[0039] 因而在整个带宽内将初始有色噪声归一化成单位方差。

[0040] 如前文参照图 4 提到的那样,在块 454 中获得并且向反馈信息估计器 440 中馈这一归一化信道估计数据。

[0041] 在解预编码块 51 中,对于所有可用预编码矩阵 W_i ,乘以归一化的信道矩阵以提供信道等价矩阵,见图 6 中的步骤 62:

[0042]

$$\bar{H}_n^i = H_n \cdot W_i \quad (6)$$

[0043] 然后在步骤 63 中,针对图 5 的后均衡 SINR 块 52 中的使用中实际均衡器计算后均衡 SINR。

[0044] 下文将详述三种示例性均衡技术。

[0045] 在最大比合并(MRC)均衡的情况下,使用信道矩阵的平方 Frobenius 范数来计算 SINR:

[0046]

$$SINR_0^l = \left(\|\bar{H}_n^l\|_2 \right)^2 \quad (7)$$

[0047] 在 MIMO 最小均方误差 (MMSE) 均衡的情况下, 先计算信道协方差矩阵:

[0048]

$$R^l = \bar{H}_n^l H_n^l \quad (8)$$

$$\text{其中 } R^l = \begin{pmatrix} r_{11} & r_{12} \\ r_{21} & r_{22} \end{pmatrix} \quad (9)$$

[0050] 然后针对每个码字导出 SINR:

[0051]

$$SINR_0^l = r_{11} - \frac{|r_{12}|^2}{r_{22} + \sigma^2} \quad (10)$$

$$SINR_1^l = r_{22} - \frac{|r_{12}|^2}{r_{11} + \sigma^2} \quad (11)$$

[0052] 当使用 MIMO 最大似然 (ML) 检测时, 根据用于修改的 R 矩阵的特征值导出后均衡 SINR:

[0053]

$$R^l = \bar{H}_n^l H_n^l \quad (12)$$

$$\text{其中 } \bar{R}^l = \begin{pmatrix} r_{11} & |r_{12}| \\ |r_{12}| & r_{22} \end{pmatrix} \quad (13)$$

[0055] 为第 1 特征值

[0056] $SINR_1^l$ 为第 2 特征值。

[0057] 在步骤 64 中, 针对每个后均衡值 $SINR_k^l$ 导出依赖于调制的相互信息。因此我们针对每个码字处理用于 QPSK、16-QAM 或者 64-QAM 的相互信息。在两个步骤中计算依赖于调制的相互信息:

[0058] 先在步骤 641 中, 图 5 的容量计算装置 531 针对所有后均衡 $SINR_k^l$ 计算假定容量:

[0059]

$$C_k^l = \log 2 \left(\frac{\epsilon}{\delta} + SINR_k^l \right) + \log 2(\delta) \quad (16)$$

[0060] 这里, 参数 ϵ 对信道估计误差引起的参数估计误差方差建模, 并且参数 δ 是下行链路功率分配补偿项。 δ 应对 LTE 网络中的时变下行链路功率分配。

[0061] 然后在步骤 642 中, 应用非线性变换以对实际调制类型和接收器特定 QAM 解映射器实施进行建模。这由图 5 的相互信息计算装置 532 执行。对于每次调制 m , 我们有:

[0062]

$$\tilde{C}_{k,m}^l = f_m(C_k^l) \quad (17)$$

[0063] 在图 3 中描绘 f_m 变换的结果。具体而言, 图 3 示出了用于不同调制和编码方案的信道容量和相互信息的图形, 即 QPSK、16-QAM 和 64-QAM 的每信道使用位数比对在步骤 63

中获得的后均衡 SINR。‘信道使用’这里对应于如图 2 中所示的一个资源元素的传输。

[0064] 在步骤 65 中,在子频带中平均相互信息 $\bar{C}_{k,m}^i$ 以在低速据速率操作搜索算法。这可以由如图 5 中所示的子频带平均装置 533 执行。

[0065] 最后,分别在图 6 的步骤 66 和图 5 的 CSI 块 54 中,在三个步骤中执行 CSI 计算:

[0066] 先选择 PMI 使得它最大化所有码字内的频谱效率之和:

[0067]

$$PMI_k = \arg \max_i \sum_k \arg \max_m \varphi(\bar{C}_{k,m}^i) \quad (18)$$

[0068] 按照 10% 的块错误率将非线性函数 $\varphi(x)$ 实施为如下量化表,该量化表映射关于可用 MCS 的估计的相互信息 $\bar{C}_{k,m}$ 。因此针对码字的每个可能数量 k (其中 k 从 1 到 4 变化) 选择 PMI。

[0069] 然后利用 PMI 的先验知识来选择信道的等级,使得最大化所有可用码字内的频谱效率之和:

[0070]

$$rank = \arg \max_k \sum_k \arg \max_m \varphi(\bar{C}_{k,m}) \quad (19)$$

[0071] 其中 $\bar{C}_{k,m}$ 是与所选 PMI 对应的相互信息。

[0072] 作为最后步骤,关于每个码字选择 CQI 作为最大可实现频谱效率:

[0073]

$$CQI_k = \arg \max_m \varphi(\bar{C}_{k,m}) \quad (20)$$

[0074] 因此已经描述如下高性能低复杂性的 CSI 计算算法,该算法运用相互信息作为基本度量,尤其是 QPSK、16-QAM 和 64-QAM 相互信息度量。将每个符号相互信息组合为可调大小的子频带。低复杂性搜索算法用来以较低数据速率联合估计 CQI-PMI-RI,并且时间-频率选择性干扰估计用于准确的 SINR 估计。

[0075] 由于用于干扰有限环境的频率选择性软度量加权的出众性能,所以变得要求接收器使用频率选择性噪声估计。为了减少噪声有限环境的代价,LTE 接收器可能在将来利用本发明。由于计算复杂性与所有权成本以及功率消耗直接有关,所以公开的架构可能成为尤其用于移动应用的方法选择。

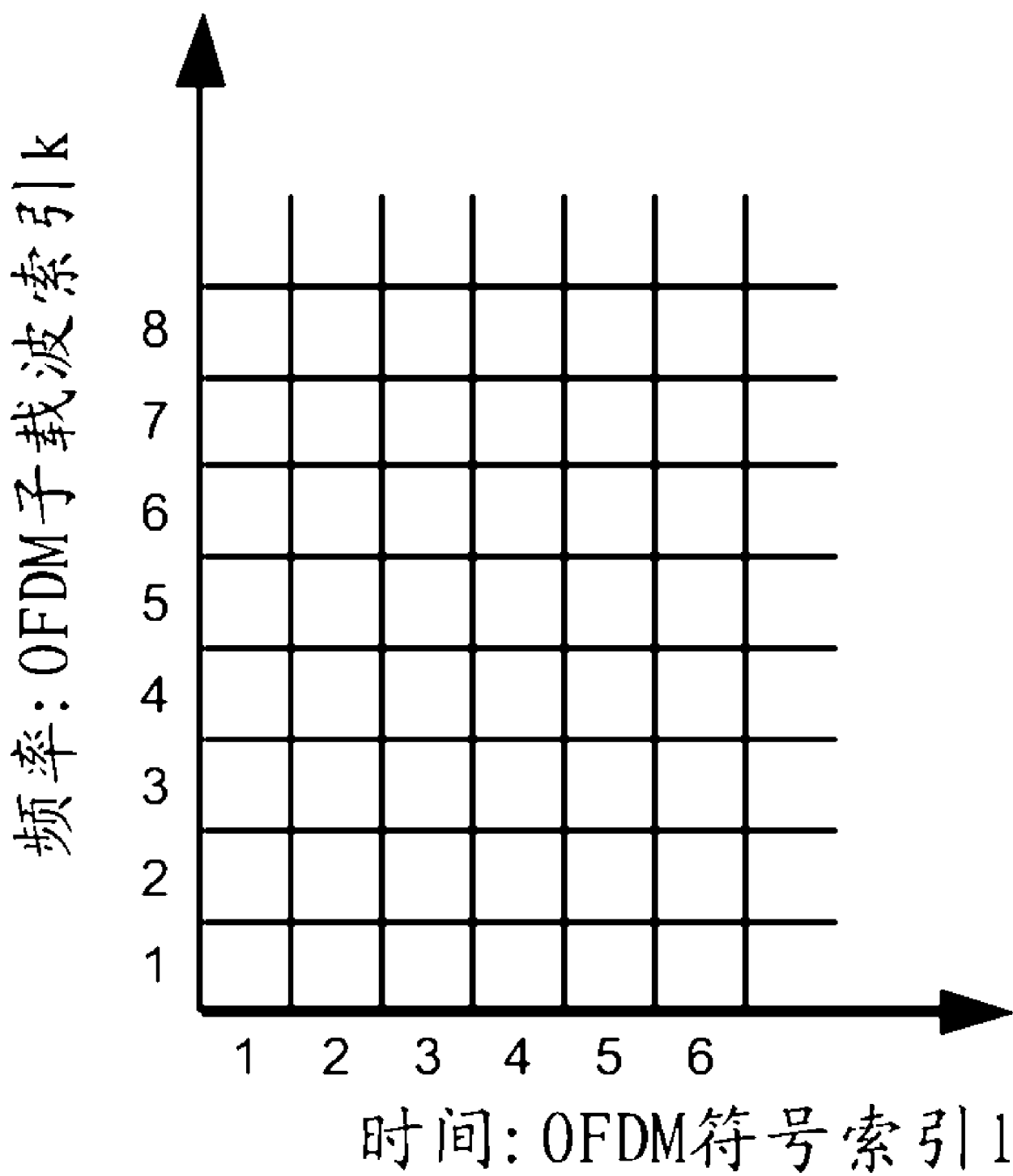


图 1

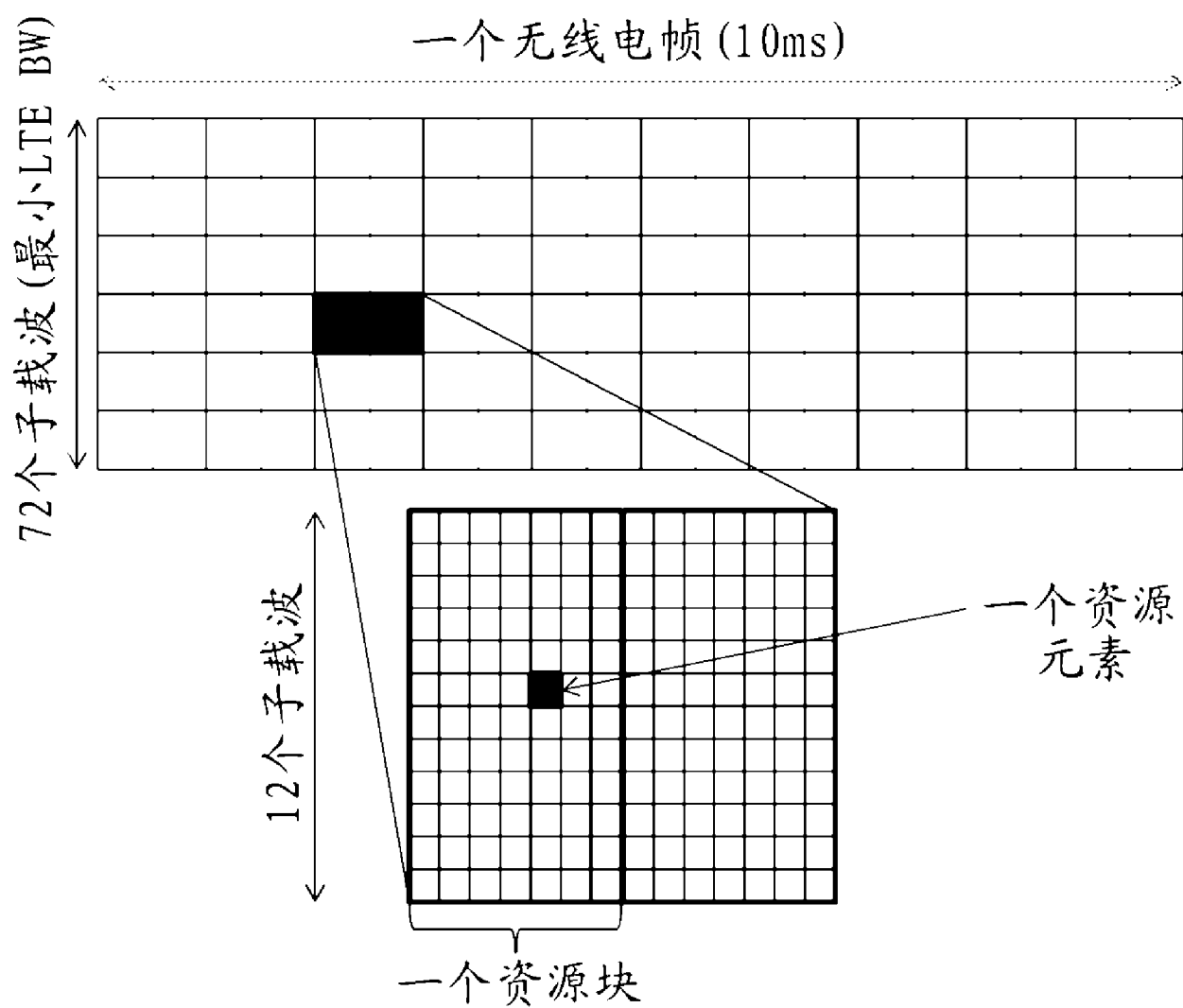


图 2

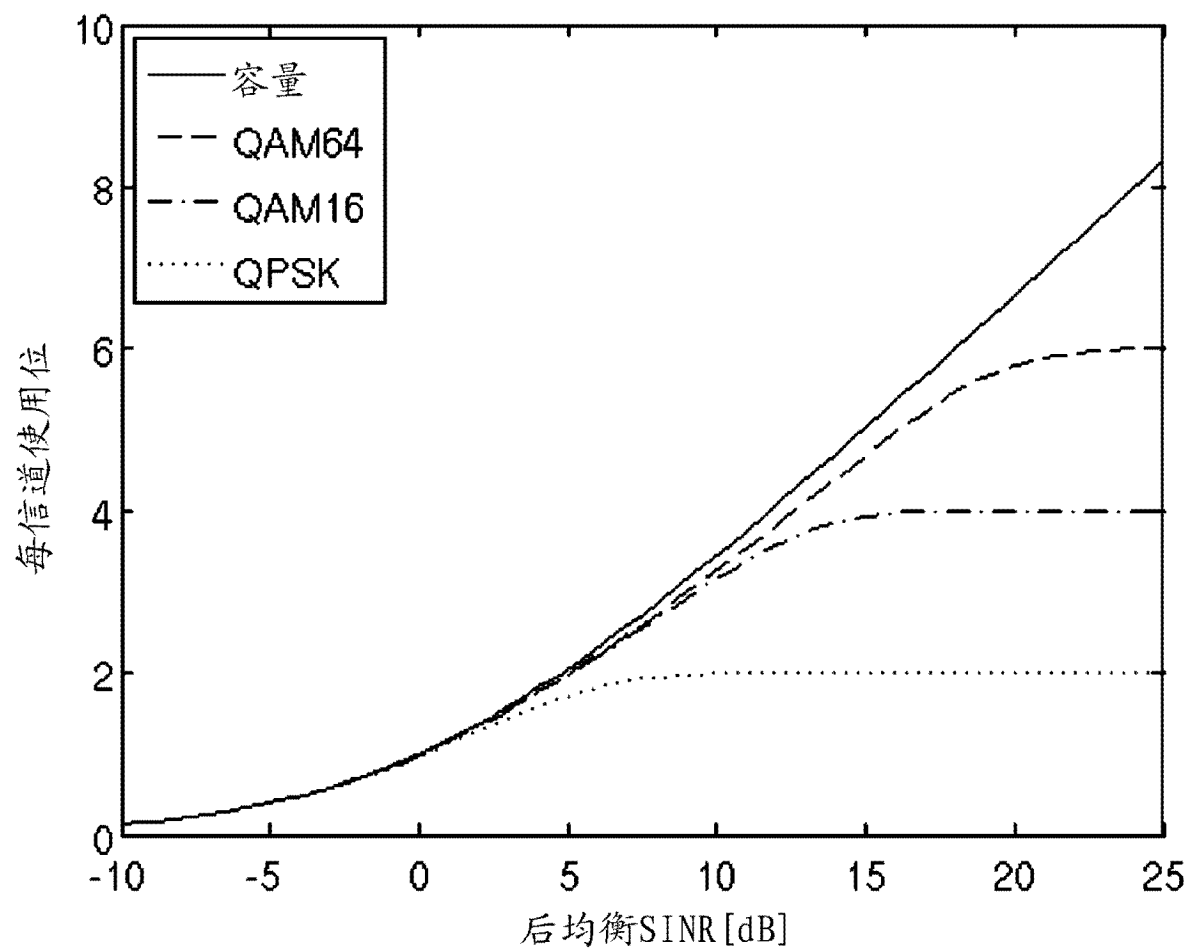


图 3

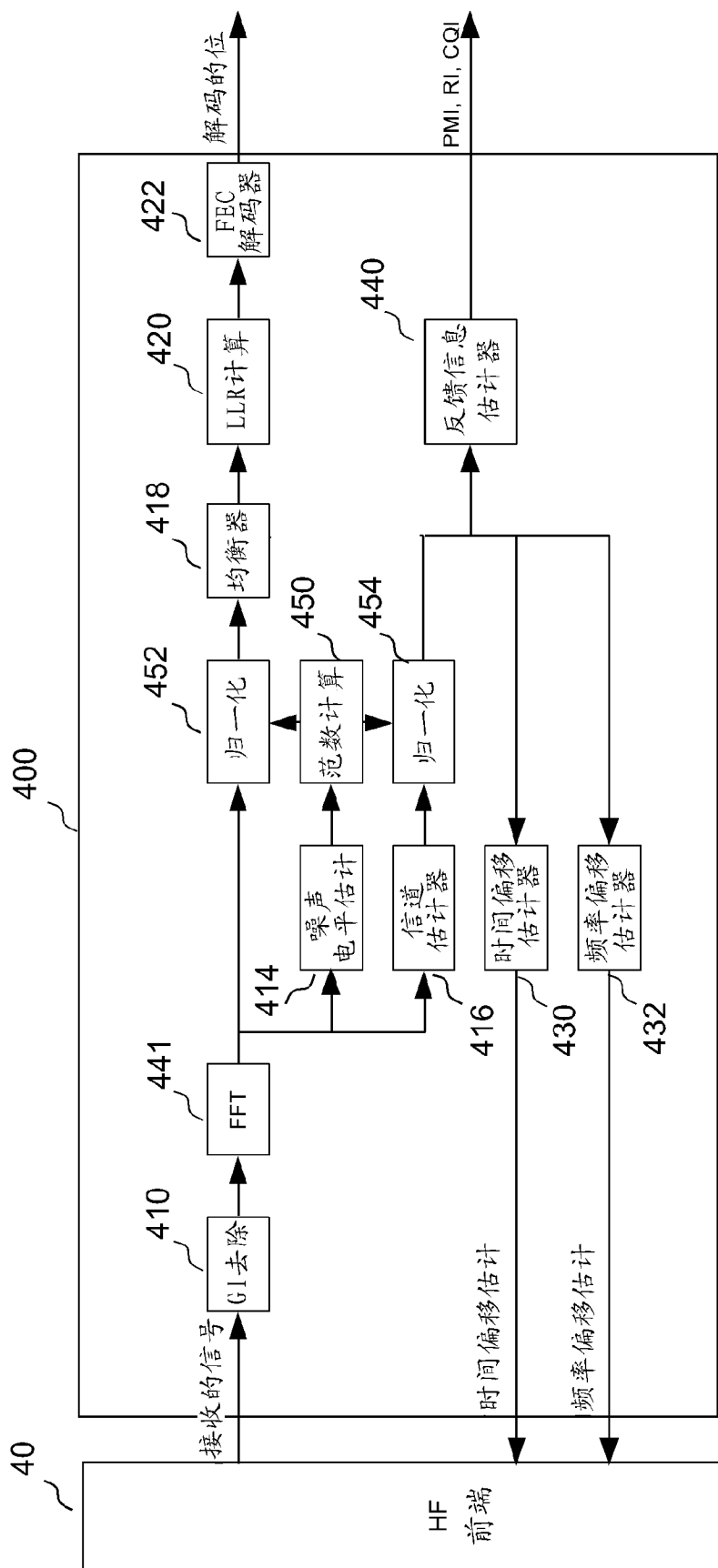


图 4

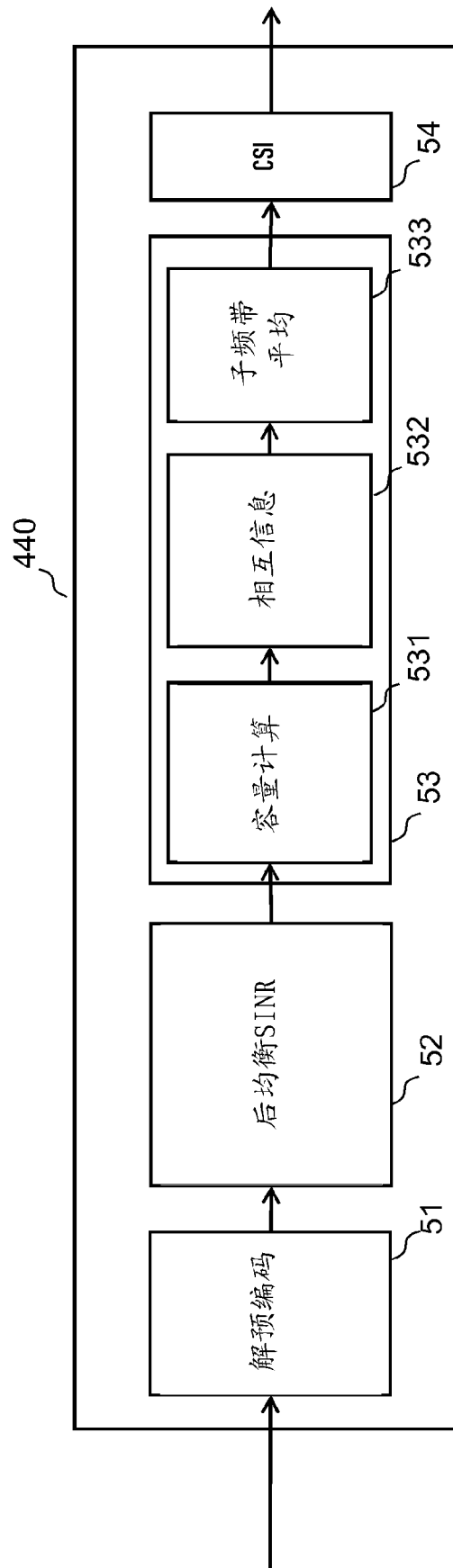


图 5

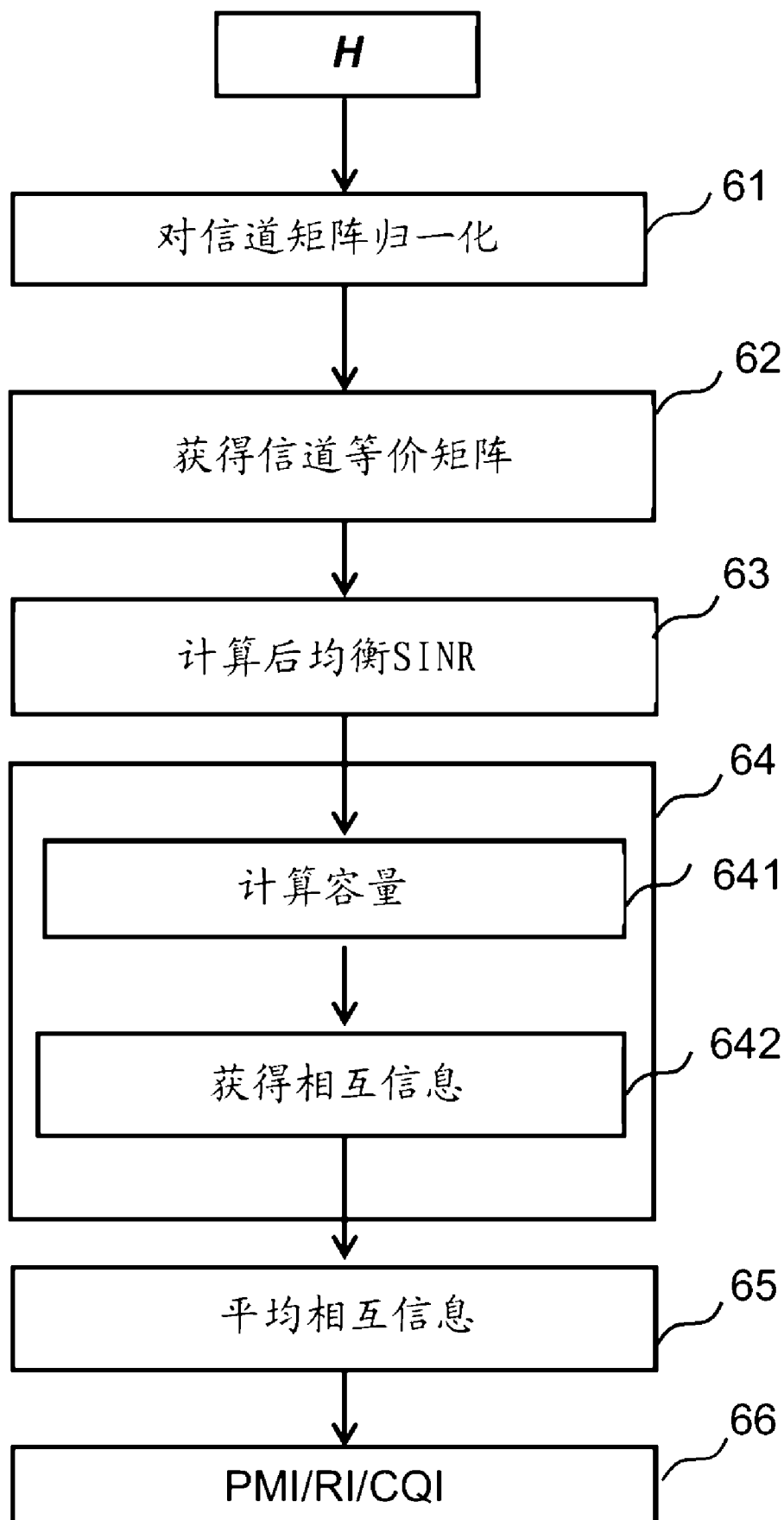


图 6