



[12] 发 明 专 利 说 明 书

[21] ZL 专利号 00807336.8

[45] 授权公告日 2004 年 8 月 4 日

[11] 授权公告号 CN 1160872C

[22] 申请日 2000.5.9 [21] 申请号 00807336.8

[30] 优先权

[32] 1999.5.11 [33] US [31] 09/310,053

[86] 国际申请 PCT/US2000/012779 2000.5.9

[87] 国际公布 WO2000/069090 英 2000.11.16

[85] 进入国家阶段日期 2001.11.9

[71] 专利权人 高通股份有限公司

地址 美国加利福尼亚州

[72] 发明人 N·T·辛迪胡沙雅纳

E·A·S·埃斯特韦斯

审查员 刘 鹏

[74] 专利代理机构 上海专利商标事务所

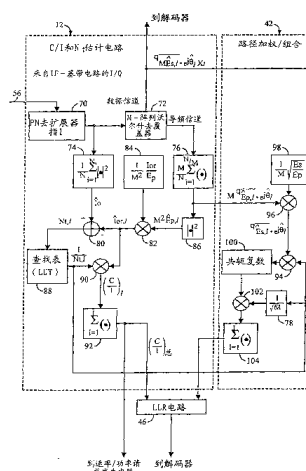
代理人 李家麟

权利要求书 4 页 说明书 16 页 附图 6 页

[54] 发明名称 在无线通信系统中使用的提供接收信号干扰的正确估计值的系统和方法

[57] 摘要

一种系统，用于提供在信道上接收的，并由外部收发机发送的信号的正确干扰值。系统包括接收信号的第一接收机部分，所述信号具有所需要的信号分量和干扰分量。信号或取电路从所接收的信号中获取所需要的信号分量的估计值。噪声估计电路(12)根据所需要的信号分量的估计值和所接收的信号，提供正确的干扰值。查找表把正确的噪声和/或干扰值变换成归一化因子。载波信扰比电路使用归一化因子和所接收的信号来计算正确的载波信扰比估计值。路径组合电路根据所接收的信号和归一化因子来产生最佳路径组合权重。



1. 一种系统，用于对在无线信道上接收和通过外部收发机发送的信号提供正确噪声和/或干扰值，其特征在于，所述系统包括：

第一码分多址接收机部分，用于接收所述信号，所述接收信号具有所需要的信号分量和干扰和/或噪声分量；

信号获取电路，用于从所述接收信号中获取所述所需要的信号分量的估计值；

噪声估计电路，用于根据所述所需要的信号分量和所述接收信号的所述估计值提供所述正确的噪声和/或干扰值；

查找表，用于把所述正确的噪声和/或干扰值变换成归一化因子；

载波信一扰比电路，用于使用所述归一化因子和所述接收信号来产生正确的载波信一扰比估计值；以及

路径组合电路，用于根据所述接收信号和所述归一化因子来产生最佳路径组合权。

2. 如权利要求 1 所述的系统，其特征在于，它还包括一种装置，用于使用所述正确的干扰值来计算载波信一扰比。

3. 如权利要求 2 所述的系统，其特征在于，它还包括一种装置，用于使用所述正确的噪声和/或干扰值对包括所述信号的多个信号路径计算最佳路径组合权，以及根据计算最佳地提供经组合的信号路径。

4. 如权利要求 3 所述的系统，其特征在于，它还包括一种装置，用于根据所述载波信扰比和所述经最佳组合的信号路径计算对数似然值（log-likelihood value）。

5. 如权利要求 4 所述的系统，其特征在于，它还包括一种装置，用于使用所述对数似然值对所述接收信号进行解码。

6. 如权利要求 2 所述的系统，其特征在于，它还包括一种装置，用于产生速率和/或功率控制消息，并把所述速率和/或功率控制消息发送到所述外部收发机。

7. 如权利要求 1 所述的系统，其特征在于，所述第一接收机部分包括下变频和混频电路，用于从所述接收信号中提供同相和正交信号取样。

8. 如权利要求 7 所述的系统，其特征在于，所述信号获取电路包括伪噪

声去扩展器，用于从所述同相和正交信号取样中提供去扩展的同相和正交信号取样。

9. 如权利要求 8 所述的系统，其特征在于，所述信号获取电路还包括去覆盖电路，用于从所述去扩展的同相和正交信号取样中使导频信号和数据信号分离，并根据其提供数据信道输出和导频信道输出。

10. 如权利要求 9 所述的系统，其特征在于，通过下列公式描述所述数据信道输出：

$$s = \sqrt{M\hat{E}_{s,l}} \cdot e^{j\theta_l} X_l$$

其中，s 表示数据信道，M 是每一沃尔什码元的码片数； $\hat{E}_{s,l}$ 是所述数据信道的第 l 个多径分量的调制码元能量； θ_l 是数据信道 s 的相位；而 X_l 是所述数据信道 s 的信息去除了覆盖的分量。

11. 如权利要求 9 所述的系统，其特征在于，所述信号获取电路还包括平均电路，用于降低所述导频信道输出中的噪声，并根据其提供所述所需要的信号分量的所述估计值作为输出。

12. 如权利要求 11 所述的系统，其特征在于，所述所需要的信号分量的所述估计值是通过下列公式描述的：

$$p = M\sqrt{\hat{E}_{p,l}} \cdot e^{j\theta_l}$$

其中，p 表示所述估计值；M 是每一沃尔什码元的码片数； $\hat{E}_{p,l}$ 是所述估计值 p 的第 l 个多径分量的导频码片能量；而 θ_l 是所述估计值 p 的相位。

13. 如权利要求 11 所述的系统，其特征在于，所述噪声估计电路包括一个电路，用于计算与所述估计值相关联的能量值，把所述能量值乘以预定的常数以产生一定比例的能量值，并把所述确定比例的能量值从与所述接收信号相关联的总能量的估计值中减去，以产生所述正确的噪声和/或干扰值。

14. 如权利要求 13 所述的系统，其特征在于，所述预定常数是通过下列公式描述的：

$$c = \frac{1}{M^2} \frac{I_{or}}{E_p}$$

其中， c 表示所述预定常数； I_{or} 是所述所需要的信号分量的接收能量；而 E_p 是导频码片能量。

15. 如权利要求 13 所述的系统，其特征在于，把所述正确的噪声和/或干扰值用于所述查找表，所述查找表计算所述正确的噪声和/或干扰值的倒数，以提供所述归一化因子。

16. 如权利要求 15 所述的系统，其特征在于，所述噪声估计电路还包括一个乘法器，用于使所述取了比例的所需要的信号能量与所述归一化因子相乘，以产生所述正确的载波信扰比估计值。

17. 如权利要求 16 所述的系统，其特征在于，所述噪声估计电路还包括一个平均电路，用于对所述载波信扰比估计值进行平均，并根据其提供平均载波信扰比估计值。

18. 如权利要求 17 所述的系统，其特征在于，它还包括对数似然比电路，用于从所述平均载波信扰比估计值和通过所述归一化因子确定比例的路径组合加权来计算对数似然比，并取平均。

19. 如权利要求 11 所述的系统，其特征在于，所述噪声估计电路包括一个减法器，用于把所述所需要的信号分量从所述导频信道输出中减去，并根据其提供干扰信号。

20. 如权利要求 19 所述的系统，其特征在于，所述噪声估计电路包括一个能量计算电路，用于从所述干扰信号中提供所述正确的噪声和/或干扰值。

21. 如权利要求 1 所述的系统，其特征在于，它还包括一种装置，用于对包括所述接收信号的每个多信号路径计算最佳路径组合权重。

22. 如权利要求 21 所述的系统，其特征在于，计算最佳路径组合权重的所述装置包括一种装置，用于从导频滤波器和常数提供电路的输出中提供所述所需要的信号分量的幅度的比例估计值，通过所述正确的噪声和/或干扰值使所述比例估计值归一化。

23. 如权利要求 22 所述的系统，其特征在于，所述比例估计值是通过下列公式描述的：

$$\hat{\alpha} = \sqrt{\hat{E}_{s,l}} \cdot e^{j\hat{\theta}_l} / N_{s,l}$$

其中， $\hat{\alpha}$ 是所述比例估计值； $\hat{E}_{s,l}$ 是所述接收信号的第 l 个多径分量的调

制码元能量估计值； $\hat{\theta}_i$ 是所述导频滤波器的所述输出的相位估计值；而 $N_{s,1}$ 是所述正确的噪声和/或干扰值。

24. 如权利要求 23 所述的系统，其特征在于，它还包括共轭电路，用于提供所述比例估计值的共轭数，所述共轭数表示所述最佳路径组合权重。

在无线通信系统中使用的提供接收 信号干扰的正确估计值的系统和方法

发明背景

I. 发明领域

本发明涉及通信系统。本发明尤其涉及一些系统，用于在无线码分多址（CDMA）通信系统中对接收信号的干扰谱密度进行估计，以辅助速率和功率控制以及信号解码。

II. 现有技术的描述

在多种要求应用中广泛使用无线通信系统，包括搜救以及商业应用。这些应用要求可以在噪声环境中有效工作的有效并且可靠的进行通信。

无线通信系统的特征是有多个移动站与一个或多个基站进行通信。信号是在信道上在基站和一个或多个移动站之间发送的。移动站和基站中的接收机必须估计通过信道引入所发送信号内的噪声，以对所发送信号进行有效解码。

在码分多址（CDMA）通信系统中，通过使用伪噪声（PN）扩展序列使信号在宽频带上扩展。当在信道上发送扩展信号时，信号从基站到移动站有多条路径。在移动站处从各条路径接收信号，进行解码，并通过诸如瑞克接收机之类的路径组合电路积极地再组合。路径组合电路把称之为权重的增益因子施加到每条经解码的路径上，使通过量最大，并补偿路径延迟和衰减。

通常，通信系统发送包括导频时间间隔（interval）、功率控制时间间隔、以及数据时间间隔。在导频时间间隔期间，基站把预建基准（参考）信号发送到移动站。移动站组合来自所接收基准信号（即，导频信号）以及所发送的导频信号的信息，以获取诸如信道干扰和信噪比（SNR）之类有关信道的信息。移动站分析信道的特征，接着，在以后的功率控制时间间隔期间根据分析把功率控制信号发送到基站。例如，如果基站当前正在以过度的功率发射而给出当前信道特征，则移动站把控制信号发送到基站以请求降低发射功率。

通常，数字通信系统要求正确的对数似然比（LLR），以对所接收信号正确地解码。一般需要正确的信噪比（SNR）测量值或估计值来正确地计算所接

收信号的 LLR。正确的 SNR 估计值要求精确了解信道噪声特征，可以使用导频信号来估计。

基站或移动站传送信号的速率或功率与信道的噪声特征有关。对于最大容量，在基站和移动站中的收发机根据由信道引入的噪声估计值来控制所发送信号的功率。如果噪声的估计值即所发送信号的不同路径分量的干扰谱密度不正确，则收发机可能以过高或过低的功率传送。以过高功率传送可能造成网络资源的使用效率不高，结果使网络容量降低，并且可能降低移动站电池的寿命。以过低功率传送可能造成通过量减少、呼叫丢失、服务质量降低以及使用户不满意。

还需要由信道引入的噪声的正确估计来确定最佳路径组合权重。当前，许多 CDMA 电信系统计算 SNR 比值作为载波信号能量对所接收信号的总谱密度的函数。这种计算对于小 SNR 是合适的，但是对于较大 SNR 就变得不正确，结果使通信系统的性能降低。

此外，许多无线 CDMA 通信系统由于这样的实际情况而不能正确地进行计算，即在导频时间间隔期间进行传送的基站在数据时间间隔期间不进行传送。结果，根据导频信号的噪声测量值可能在数据时间间隔期间变得不正确，从而降低系统的性能。

因此，在本技术领域，需要一种能够正确确定所接收信号的干扰谱密度、计算正确的 SNR 或载波信扰比以及确定最佳的路径组合权重的系统和方法。还需要有一种系统能够在导频时间间隔期间传送导频信号但是在数据时间间隔期间不进行传送的基站进行计算。

发明概要

本发明提供了一种系统，用来提供在信道上接收并由本发明的外部收发机发送的信号的正确干扰值。在示例实施例中，本发明的系统适用于无线码分多址（CDMA）通信系统的使用，并包括用于接收信号的第一接收机部分，它具有所需要的信号分量以及干扰和/或噪声分量。信号获取电路从所接收信号获取所需要信号分量的估计值。噪声估计电路根据所需要信号分量的估计值和接收信号提供正确的干扰值。查找表把正确的噪声和/或干扰值变换成归一化因子。载波信扰比电路使用归一化因子和所接收信号来计算正确的载波信扰比估计值。路径组合电路根据所接收信号和归一化因子产生最佳路径组合权重。

在示例实施例中，系统进一步包括一个电路，使用正确的干扰值来计算载波信扰比（C/I）。系统进一步包括一个电路，用于计算包括使用正确干扰值的信号的多个信号路径的最佳路径组合权重，并根据计算提供最佳组合信号路径。系统还包括一个电路，用于根据载波信扰比和最佳的组合信号路径来计算对数似然值。系统还包括一个采用对数似然值对接收信号进行译码的电路。另一个电路产生速率和/或功率控制消息，并把速率和/或功率控制消息发送到外部收发机。

在一个特定实施例中，第一接收机部分包括下变频和混合电路，用于从所接收信号提供同相信号和正交信号取样。信号获取电路包括伪噪声去扩展器，它从同相和正交信号取样中提供去扩展同相和正交信号取样。信号获取电路进一步包括去覆盖电路，它把数据信号和导频信号从去扩展同相和正交信号取样分离开来，并根据其提供数据信道输出和导频信道输出。信号获取电路进一步包括平均电路，用于降低在导频信道输出中的噪声，并根据其提供所需要信号分量的估计值作为输出。噪声估计电路包括一个电路，用于计算与估计值相关联的所需要信号能量值，把所需要信号能量值乘以预定的常数，以产生所需要的比例信号能量值，并从与所接收信号相关联的总能量的估计值中减去所需要的比例信号能量值，以产生正确的干扰值。

噪声估计电路的另一种实施包括一个减法器，它从导频信道输出中减去所需要的信号分量，并根据结果提供干扰信号。噪声估计电路包括一个能量计算电路，用于从干扰信号提供正确的干扰值。

把正确的干扰值用于查找表（LUT），查找表计算相应于正确干扰值的干扰功率谱密度的倒数。然后把倒数乘以所需要的比例信号能量值，以产生载波信扰比（C/I）估计值，接着通过平均电路对该值取平均，并输入对数似然比（LLR）电路。还把倒数乘以从导频信道输出得到的路径组合权重，以产生归一化的最佳路径组合权重估计值，接着，通过常数因子对该值取比例，取平均，并输入到 LLR 电路内，由该电路计算接收信号的 LLR。

用于对包括所接收信号的每个多信号路径计算最佳路径组合权重的电路包括：一个电路，用于提供来自导频滤波器的输出的所需要信号分量的复数幅度的比例估计值；以及常数提供电路。用正确干扰值使比例估计值归一化。共轭电路提供比例估计值的共轭值，它表示最佳路径组合权重。

本发明提供了一种新颖的噪声估计电路。所述电路能对所接收信号的干扰

分量进行正确的估计。干扰分量的正确估计值产生载波信扰比的精确估计，从而能对接收信号进行最佳解码。

附图简述

图 1 是具有正确干扰能量计算电路的本发明的电信系统的图；

图 2 是正确干扰能量计算电路、对数似然比值（LLR）电路以及适于前向链路发送使用的、图 1 所示路径组合电路的更详细的图；

图 3 是为反向链路发送最佳正确干扰能量计算电路，并包括路径加权和组合电路以及图 2 的 LLR 电路；

图 4 是示出正确干扰能量估计电路和图 2 的最大比值路径组合电路的另一个实施例的图；

图 5 是帧工作（activity）控制电路的方框图，用于改进干扰能量的估计，并适用于图 2 的正确干扰能量计算电路。

图 6 是示例时序图，示出有效时隙以及空闲时隙；

图 7 是示例时序图，示出话务信道信号、导频信道信号、帧工作信号（FAC）（也称为反向功率控制信道）以及图 6 的时隙的空闲信道过渡带。

本发明的描述

尽管本文中是参照特定实施例来描述本发明的，但应该理解，本发明并不限于这些实施例。熟悉本技术领域和本发明原理的人员会理解，另外的修改、应用以及实施例都在本发明的范围内以及本发明明显有用的另外的领域内。

图 1 是本发明具有正确载波信扰比（C/I）和干扰能量（ N_t ）计算电路 12 的电信收发机系统 10 的图。系统 10 适于供 CDMA 移动站使用。在本特定实施例中，在基站（未示出）和系统 10 之间前向通信链路上由收发机系统 10 接收信号。收发机系统 10 在从收发机 10 到相关基站的反向通信链路上发送信号。

为了清楚起见，已经省略收发机系统 10 的许多细节，诸如时钟电路、话筒、扬声器等。熟悉本技术领域的人员可以容易地实施另外的电路而无需过度的试验。

收发机系统 10 是双转换电信收发机，并包括连接到双工器 16 的天线 14。把双工器 16 连接到从左到右包括接收放大器 18、射频（RF）到中频（IF）混频器 20、接收带通滤波器 22、接收自动增益控制电路（AGC）24 以及 IF（中

频)到基带电路 26 的接收路径。把 IF 到基带电路 26 连接到在 C/I 和 N_t 估计电路 12 处的基带计算机 28。

还把双工器 16 连接到发送路径 66, 所述发送路径包括发送放大器 30、IF 到 RF 混频器 32、发送带通滤波器 34、发送 AGC 36 以及基带到 IF 电路 38。把发送基带到 IF 电路 38 连接到在编码器 40 处的基带计算机 28。

把在基带计算机 28 中的 C/I 和 N_t 估计电路 12 连接到路径加权和组合电路 42、速率/功率请求产生电路 44 以及对数似然比值 (LLR) 电路 46。还把 LLR 电路 46 连接到路径加权和组合电路 42 以及解码器 48。把解码器 48 连接到也连接到控制器 50, 而后者还连接到速率/功率请求产生电路 44 和编码器 40。

天线 14 接收和发送 RF 信号。连接到天线 14 的双工器 16 促使接收 RF 信号 52 和发送 RF 信号 54 分离。

把天线 14 接收的 RF 信号 52 引导到接收路径 64, 通过接收放大器 18 把这些信号放大, 通过 RF-IF 混频器 20 混频成中频, 通过接收带通滤波器 22 滤波, 通过接收 AGC 24 调节增益, 然后通过 IF-基带电路 26 转换成数字基带信号 56。然后把数字基带信号 56 输入到数字基带计算机 28。

在本实施例中, 接收机系统 10 适用于正交相移键控 (QPSK) 调制和解调技术, 而数字基带信号 56 是正交调幅 (QAM) 信号, 它包括同相 (I) 以及正交 (Q) 信号分量。I 和 Q 基带信号 56 表示导频信号和数据信号两者是从诸如在基站中使用的收发机之类的 CDMA 电信收发机发送的。

在发送路径 66 中, 通过基带-IF 电路 38 把数字基带计算机输出信号 58 转换成模拟信号, 混频成 IF 信号, 通过发送带通滤波器 34 滤波, 通过 IF-RF 混频器 32 混频成 RF, 通过发送放大器 30 放大, 然后通过双工器 16 和天线 14 发送。

把接收和发送路径 64 和 66 两者分别连接到数字基带计算机 28。数字基带计算机 28 处理所接收的基带数字信号 56, 并输出数字基带计算机输出信号 58。基带计算机 28 可以包括诸如信号到话音(或反之)的转换功能。

基带-IF 电路 38 包括各种元件(未示出), 诸如数模转换器 (DAC)、混频器、加法器、滤波器、移相器以及本地振荡器。基带计算机输出信号 58 包括相位相差 90° 的同相 (I) 和正交 (Q) 信号分量两者。把输出信号 58 输入到模拟基带-IF 电路 38 中的数模转换器 (DAC), 在那里把信号转换成模拟信号, 然后通过低通滤波器滤波以准备进行混频。对输出信号 58 的相位进行调节、

混频以及分别通过包括在基带-IF 电路 38 中的 90° 移相器（未示出）、基带-IF 混频器（未示出）以及加法器（未示出）总加。

加法器把 IF 信号输出到发送 AGC 电路 36，在那里调节经混频的 IF 信号的增益，以准备通过发送带通滤波器 34 滤波，通过 IF-发送混频器 32 混频成 RF，通过发送放大器 30 放大，并最后通过双工器 16 和天线 14 进行无线电发送。

相似地，在接收路径 64 中的 IF-基带电路 26 包括诸如模数转换器（ADC）。振荡器以及混频器之类的电路（未示出）。把从接收 AGC 电路 24 输出的所接收经增益调节的信号传递到 IF-基带电路 26，在那里通过混频电路把它们混频到基带，然后通过模数转换器（ADC）转换成数字信号。

基带-IF 电路 38 和 IF-基带电路 26 两者都使用通过第一振荡器 60 提供的振荡器信号来促进混频功能。接收 RF-IF 混频器 20 和发送 IF-RF 混频器 32 使用从第二振荡器 62 输入的振荡器信号。可以分别构成第一和第二振荡器 60 和 62，用于从主基准振荡器信号得到输出信号的锁相环。

熟悉本技术领域的人员会理解，可以使用其它类型的接收和发送路径 64 和 66 作为替代而不偏离本发明的范围。诸如放大器 18 和 30、混频器 20 和 32、滤波器 22 和 34、AGC 电路 24 和 26 以及频率转换电路 26 和 38 等各种元件都是标准元件，熟悉本技术领域和本发明原理的人员可以容易地构造这些元件。

在基带计算机 28 中，把所接收的 I 和 Q 信号 56 输入到 C/I 和 N_t 估计电路 12。 C/I 和 N_t 估计电路 12 根据导频信号正确地确定 I 和 Q 信号 56 的干扰能量，并再根据其确定载波信扰比（ C/I ）。载波信扰比（ C/I ）相似于信噪比（SNR），而且是较少干扰和噪声分量的接收 I 和 Q 信号 56 的能量对接收 I 和 Q 信号 56 的干扰能量的比值。传统的 C/I 估计电路经常不能正确地估计多径干扰能量。

C/I 和 N_t 估计电路 12 把 C/I 信号输出到速率/功率请求产生电路 44 和 LLR 电路 46。 C/I 和 N_t 估计电路 12 还把干扰能量的倒数 $1/N_t$ 、去扩展和去覆盖数据信道信号、以及去扩展和去覆盖导频信道信号输出到路径加权和组合电路 42。还把去扩展和去覆盖数据信道信号提供给解码器 48，在那里进行解码，并传递到控制器 50。在控制 50 处，处理经解码的信号以输出话音或数据，或产生传递到相关基站（未示出）的反向链路信号。

路径加权和组合电路 42 对相应于数据信道信号的所接收数据信号的多径分量计算最佳比值路径组合权重，对合适的路径加权，组合多路径，并提供经总加和加权的路径作为到 LLR 电路 46 的一个量度。

LLR 电路 46 使用从带有 C/I 和 N_t 估计电路 12 提供的 C/I 估计值的路径加权和组合电路 42 来的量度, 以产生最佳 LLR 和软解码器判定值。把最佳 LLR 和软解码器判定值提供给解码器 48, 以促进所接收数据信道信号的解码。然后控制器 50 处理经解码的数据信道信号, 以通过扬声器或其它装置 (未示出) 输出话音或数据。控制器 50 还控制从输入装置 (未示出) 到编码器 40 的语音信号和数据信号的发送, 以准备进行发送。

速率/功率请求产生电路 44 根据从 C/I 和 N_t 估计电路 12 输入的 C/I 信号产生速率控制或功率部分请求消息。速率/功率请求发生电路 44 把 C/I 与一组预定门限值进行比较。速率/功率请求发生电路 44 根据 C/I 信号相对于各个门限值的相对量值产生速率请求或功率控制消息。速率/功率请求发生电路 44 的确切细节是专门的, 熟悉本技术领域的人员可以容易地确定和实施以适合给定应用的需要。

然后把所产生的速率控制或功率部分请求消息传递到控制器 50。控制器 50 准备功率部分请求消息, 用于通过编码器 40 进行编码, 最后通过发送路径 66、双工器 16 和天线 14 在数据速率请求信道 (DRC) 发送到相关的基站 (未示出)。当基站接收到速率控制或功率部分请求消息时, 基站相应地调节发送信号的速率和/或功率。

来自 C/I 和 N_t 估计电路 12 的正确的 C/I 和 N_t 估计值改善速率/功率请求发生电路 44 的性能, 并改善解码器 48 的性能, 从而改善收发机系统 10 和相关的电信系统的通过量和效率。

图 2 是正确的 C/I 和 N_t 估计电路 12、LLR 电路 46、以及适用于前向链路发送的图 1 所示路径组合电路 42 的更详细的图。

从左到右和从上到下, C/I 和 N_t 估计电路 12 包括伪噪声 (PN) 去扩展器 70、M-阵列沃尔什去覆盖电路 72、总接收信号能量 (I_o) 计算电路 74、第一常数电路 84、导频滤波器 76、减法器 80、第一乘法器 82、导频能量计算电路 86、查找表 (LUT) 88、第二乘法器 90、以及 C/I 累加电路 92。在 C/I 和 N_t 估计电路 12 中, 伪噪声 (PN) 去扩展器 70 接收来自图 1 所示 IF-基带电路 26 的 I 信号和 Q 信号 56。PN 去扩展器 70 把输入并行提供给 M-阵列沃尔什去覆盖电路 72 和 I_o 计算电路 74。M-阵列沃尔什去覆盖电路 72 把输入提供给导频滤波器 76 和提供给在路径加权和组合电路 42 中的常数除法器 (divider) 电路 78。

把能量计算电路 74 的输出连接到减法器电路 80 的正端。把减法器电路 80 的负端连接到第一乘法器 82 的输出端。把第一乘法器 82 的第一输入连接到第一常数电路 84 的输出。把第一乘法器 82 的第二输入连接到导频能量计算电路 86 的输出。导频滤波器 76 把输入提供到导频能量计算电路 86。

把减法器 80 的输出连接到查找表 (LUT) 88。把 LUT 88 的输出并行连接到第二乘法器 90 的第一输入和路径加权和组合电路 42 中的第三乘法器 94 的第一输入。把第二乘法器 90 的第二输入连接到第一乘法器 82 的输出。把第二乘法器 90 的输出连接到 C/I 累加器电路 92, 它的输出提供到 LLR 电路 46 的输入。

路径加权和组合电路 42 包括第二常数发生电路 98、第四乘法器 96、第三乘法器 94、常数除法器电路 78、复数共轭电路 100、第五乘法器 102、以及路径累加器电路 104。在路径加权和组合电路 42 中, 把第四乘法器 96 的第一端连接到导频滤波器 76 的输出, 它还连接到 C/I 和 N_t 估计电路 12 中的导频能量计算电路 86 的输入。把第四乘法器 96 的第二端连接到第二常数发生电路 98。把第四乘法器 96 的输出连接到第三乘法器 94 的第二输入。第三乘法器 94 的输出提供到复数共轭电路 100 的输入。把复数共轭电路 100 的输出连接到第五乘法器 102 的第一输入。把常数除法器电路 78 的输出连接到第五乘法器 102 的第二输入。把第五乘法器 102 的输出连接到路径累加器电路 104 的输入。把路径累加器电路 104 的输出连接到 LLR 电路 46 的第二输入。把 LLR 电路的输出连接到解码器 (见图 1 的 48) 的输入。

工作时, PN 去扩展器 70 接收 I 和 Q 信号, 并对 L 个指 (即, 路径 (l)) 进行去扩展。PN 去扩展器 70 使用与在信道上发送之前用于扩展 I 信号和 Q 信号所使用的伪噪声序列相反的序列对 I 信号和 Q 信号进行去扩展。PN 去扩展器 70 的构成和操作在本技术领域是众所周知的。

从 PN 去扩展器 70 输出去扩展信号, 并输入到 M-阵列沃尔什去覆盖器 72 以及 I_o 计算电路 74。 I_o 计算电路 74 计算每一码片的总接收能量 (I_o), 它包括所需要的信号分量以及干扰和噪声分量。 I_o 计算电路根据下列公式提供 I_o 的估计值 ($\hat{I}_o$):

$$\hat{I}_o = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N |r_i|^2 \quad (1)$$

其中, N 是每一导频脉冲串的码片数, 在本特定实施例中是 64, 而 $\cdot$ 表示从 PN 去扩展器 70 输出的所接收的去扩展信号。

熟悉本技术领域的人员会理解, 可以在通过 PN 去扩展器 70 去扩展之前计算 I_0 。而不偏离本发明的范围。例如, I_0 计算电路 74 可以从 I 信号和 Q 信号 56 直接接收输入, 而不是通过 PN 去扩展器 70 提供的输入, 在这种情况下, 在 I_0 计算电路 74 的输出处将提供 I_0 的等效估计值。

M—阵列沃尔什去覆盖电路 72 根据本技术领域中已知的方法对正交数据信号 (称为数据信道) 以及导频信号 (称为导频信道) 进行去覆盖。在本特定实施例中, 正交数据信号相应于用下列公式表示的一个数据信道:

$$s = \sqrt{M\hat{E}_{s,l}} \cdot e^{j\hat{\theta}_l} X_l \quad (2)$$

其中, M 是每一沃尔什码元的码片数, $\hat{E}_{s,l}$ 是第 l 个多径分量的调制码元能量,

$\hat{\theta}_l$ 是数据信道 s 的相位, 而 X_l 是数据信道 s 的信息—去除覆盖 (information-baring) 分量。把由公式 (2) 表示的去覆盖数据信道提供给解码器 (见图 1 中的 48) 和路径加权和组合电路 42 的常数除法器电路 78。

尽管本发明适于使用包括各种沃尔什代码的信号, 但熟悉本技术领域的人员可以使本发明可以容易地使用其它类型的代码。

把导频信道输入到导频滤波器 76。导频滤波器 76 是作用如同低通滤波器的平均滤波器, 它把更高频率的噪声和干扰分量从导频信道除去。下列公式表示导频滤波器 76 的输出 (p):

$$p = M\sqrt{\hat{E}_{p,l}} \cdot e^{j\hat{\theta}_p} \quad (3)$$

其中, M 是每一沃尔什码元的码片数, $\hat{E}_{p,l}$ 是第 l 个多径分量的导频码片能量, θ_p

是经滤波导频信道 p 的相位。

通过导频能量计算电路 86 计算经滤波导频信道 p 的能量估计值, 它是由公式 (3) 表示的经滤波的导频信道 p 的复数幅度的平方。把经滤波的导频信道 p 的复数幅度的平方乘以由下列公式表示的预定比例因子 c :

$$c = \frac{1}{M^2} \frac{I_{or}}{E_p} \quad (4)$$

其中, I_{or} 是所需要信号的接收能量, 即等效于较少噪声和干扰分量的 I_o 。
 E_p 是导频码片能量。比例因子 c 是在许多无线通信系统中已知的前向链路常数。

通过第一乘法器 82 把比例因子 c 乘以经滤波的导频信道 p 的能量, 以产生与所接收的信号 56 的第 l 个多径分量相关的所接收的需要信号的能量 (较少噪声和干扰分量的 I_o) 的正确估计值 $\hat{I}_{or,l}$ 。

通过减法器 80 把正确估计值 $\hat{I}_{or,l}$ 从 I_o 的估计值减去, 以产生与第 l 个多径分量相关的干扰能量 ($N_{t,l}$) 的正确测量值。然后把 $N_{t,l}$ 提供给 LUT 88, 它把 $N_{t,l}$ 的倒数输出到路径加权和组合电路 42 中的第三乘法器 94 和第二乘法器 90 的第一输入。把第二乘法器 90 的第二输入连接到第一乘法器 82 的输出, 它在第二乘法器 90 的第二输入端处提供 $\hat{I}_{or,l}$ 。第二乘法器 90 根据下列公式输出与第 l 个多径分量相关的载波信扰比 (C/I) 的正确估计值:

$$\left(\frac{C}{I} \right)_l = \frac{\hat{I}_{or,l}}{N_{t,l}} \quad (5)$$

然后通过 C/I 累加器电路 92 在接收信号中的 L 路径上对正确 C/I 值进行累加。然后把经累加的 C/I 值提供给 LLR 电路 46 以及速率/功率请求发生电路 (见图 1 中的 44)。

在路径加权和组合电路 42 中, 第四乘法器 96 把经滤波的导频信号 p 乘以第二常数发生电路 98 提供的常数 k 。根据下列公式计算常数 k :

$$k = \frac{1}{M} \sqrt{\frac{E_s}{E_p}} \quad (6)$$

其中, E_s 是调制码元能量, E_p 是导频码元能量, 而 M 是如上所述每一码片的沃尔什码元数。通常 E_s 对 E_p 的比值是反向链路和前向链路发送的已知常数。

第四乘法器 96 的输出提供下列公式描述的信道系数 ($\hat{\alpha}$) 的估计值:

$$\hat{\alpha} = \sqrt{\hat{E}_{s,l}} \cdot e^{j\hat{\theta}_l} \quad (7)$$

其中, $\hat{E}_{s,l}$ 是第 l 个多径分量的调制码元能量的估计值, $\hat{\theta}_l$ 是导频信号相位的估计值。信道 $\hat{\alpha}$ 是导频滤波器 76 的输出的复数幅度的比例估计值。

然后通过第三乘法器 94 把信道估计值乘以与第 l 个多径分量相关的干扰能量 $N_{t,l}$ 的倒数。干扰能量 $N_{t,l}$ 包括干扰和噪声分量两者。然后复数共轭电路 100 计算第三乘法器 94 的输出的共轭值, 它表示最大比值路径组合权重。然后通过第五乘法器 102 把最大比值路径组合权重乘以从除法器电路 78 输出的相应数据码元。由下列公式表示数据码元 (d):

$$d = \sqrt{\hat{E}_{s,l}} \cdot e^{j\hat{\theta}_l} X_l \quad (8)$$

其中, 变量如公式 (2) 和 (7) 所给出。

第五乘法器 102 的输出表示最佳加权数据信号, 然后在包括通过路径组合器电路 104 的信号的 L 路径上进行累加。把所产生的最佳组合数据信号提供给 LLR 电路 46, 便于输入到解码器 (见图 1 中的 48) 的最佳软解码器的计算。

熟悉本技术领域的人员会理解, 分别通过第一常数发生电路 84 和第二常数发生电路 98 提供的常数 c 和 k 可以是不同于公式 (3) 和 (6) 表示的常数或变量, 这并不偏离本发明的范围。

图 3 是用于反向链路发送的最佳正确干扰能量计算电路 110 的图, 并包括图 2 所示的路径加权和组合电路 42 和 LLR 电路 46。

除了计算 N_t 之外, 干扰能量计算电路 110 的操作与图 2 所示的 C/I 和 N_t 估计电路 12 的操作相似。干扰能量计算电路 100 包括 PN 去扩展器 70、M-阵列沃尔什去覆盖电路 72 以及导频滤波器 76。M-阵列沃尔什去覆盖电路 72 对来自 PN 去扩展器 70 的去扩展的 I 信号和 Q 信号取样输出的导频信道和数据信道进行去覆盖, 即, 获取。

在干扰能量计算电路 110 中, 把导频信道提供给导频减法器电路 112 的正输入和导频滤波器 76。导频滤波器 76 抑制导频信道中的噪声和干扰分量, 并把经滤波的导频信号提供给导频减法电路 112 的负输入。导频减法电路 112 从经滤波的导频信道中减去导频信道, 并输出一个表示通过在发送基站 (未示出) 和使用干扰能量计算电路 110 的收发机系统 (见图 1 的 10) 之间的信道引入的

每一码元的干扰和噪声的信号。根据下列公式，通过干扰能量计算电路 114 计算每一码元的干扰和噪声信号的能量 ($N_{t,i}$)：

$$N_{t,i} = \frac{M}{N} \sum_{i=1}^{N/M} |\bullet|^2 \quad (9)$$

其中，M 是每一沃尔什码元的码片数，N 是导频脉冲串中的码片数（64 个码片），而 $\bullet$ 是导频减法器电路 112 的输出。

当图 2 所示第一常数发生电路 84 所提供的常数值是未知的时候，使用干扰能量计算电路 110。这是许多采用反向链路时的情况。

图 4 是分别示出图 2 所示的正确干扰能量估计电路和最大比值路径组合电路的另外的实施例 120 和 122 的图，并适于供前向链路使用。另外的 C/I 和 N_t 估计电路 120 包括并联连接到导频能量计算电路 86 以及导频信号乘法器 126 的输入的导频指 (finger) 滤波器 124。把导频能量计算电路 86 的输出并联连接到 LUT 88 以及导频能量信号乘法器 128 的输入。

把 LUT 88 的输出并联地连接到导频能量信号乘法器 128 的另一个输入以及导频信号乘法器 126 的另一个输入。把导频能量信号乘法器 128 的输出输入到 C/I 路径累加电路 130。把 C/I 路径累加电路 130 的输出并联连接到图 1 的速率/功率发生电路 44 的输入以及统一化的 (generalized) 双最大值电路 132 的输入。

把导频信号乘法器 126 的输出连接到点积电路 134 的输入。把点积电路 134 的另一个输入连接到图 3 的 M-阵列沃尔什去覆盖电路 72 的输出。把点积电路 134 的输出连接到 I 信号和 Q 信号分用器 (DEMUX) 136 的输入。I 和 Q DEMUX 136 提供 I 和 Q 信号的正交输出 (Y_Q) 和同相输出 (Y_I)。把 DEMUX 136 连接到统一化双最大值电路 138 的输入。把统一化双最大值电路 132 的同相量度 (m_I) 和正交量度 (m_Q) 连接到 LLR 电路 (见图 1、2 和 3 中的 46)。I 和 Q DEMUX 136 提供 I 和 Q 信号的正交输出 (Y_Q) 和同相输出 (Y_I)。把 DEMUX 136 连接到统一化双最大值电路 132 的输入。

工作时，导频指滤波器 124 从图 3 所示的 M-阵列沃尔什去覆盖电路 72 接收去扩展导频信号，并根据下列公式输出经滤波的信号 (p)：

$$p = \frac{P_l}{\sqrt{I_0}} \quad (10)$$

其中, P_l 是与所接收的导频信号的第 l 个多径分量相关的导频信号, 而 I_0 是由下列公式定义的每一码片的总接收能量:

$$I_0 = I_{or,l} + N_{t,l} \quad (11)$$

其中, 如上所述, $N_{t,l}$ 表示与所接收的信号的第 l 个多径分量相关的干扰和噪声分量, 而 I_{or} 表示与第 l 个多径分量相关的接收信号的所需要的分量的能量。

把经滤波的信号 p 输入到导频能量计算电路 86, 在那里对信号 p 的量值取平方, 并输出到 LUT 88。调节 LUT 88 使之从 1 减去经平方的信号 p^2 , 然后对结果取倒数, 而得到下列公式:

$$\frac{1}{1 - \frac{|P_l|^2}{I_0}} = \frac{I_0}{I_0 - |P_l|^2} = \frac{I_0}{N_{t,l}} \quad (12)$$

其中, P_l 和 I_0 如公式 (10) 和 (11) 所给出。如上所述, $N_{t,l}$ 表示与第 l 个多径分量相关的接收信号的干扰和噪声分量相关的能量。 $|P_l|^2$ 提供 I_{or} 的正确估计值。

通过导频能量信号乘法器 128 把 LUT 88 所产生的输出乘以导频能量计算电路 86 的输出, 以产生图 1 中系统 10 接收到的信号的第 l 个多径分量的正确的 C/I 值。通过 C/I 路径累加电路 130 在包括所接收的信号的第 L 个多径上使 C/I 值相加。C/I 路径累加电路 130 把总 C/I 的正确估计值提供给图 1 中的速率/功率请求发生电路 44 以及双最大值计算电路 132。

导频信号乘法器 126 使导频滤波器 124 的输出与 LUT 88 的输出相乘, 以产生下列输出 (y):

$$y = \frac{P_l \sqrt{I_0}}{N_{t,l}} \quad (13)$$

其中, 变量如公式 (12) 所给出。

把如公式 13 中给出的导频信号乘法器 126 的输出提供给点积电路 134。点积电路 134 还接收来自图 2 中的 M-阵列沃尔什去覆盖电路 72 的数据信号 (d)

作为输入。在本实施例中，由下列公式表示数据信号（d）：

$$d = \frac{X_l}{\sqrt{I_o}} \quad (14)$$

其中， X_l 是与图1中的系统20接收到的信号的第 l 个多径分量相关的正交调幅（QAM）信号，而 I_o 如在公式（11）中所给出。

除了图4的系统清楚地示出由于自动增益控制电路（见图1）导致的取比例之外，图4中的系统与图2中的系统执行相似的算法。图4中的系统还示出LUT 88，所述LUT 88用于把 $(I_{or,l}) / (I_o)$ 转换成 $(I_{or,l}) / (N_{t,l})$ 以及转换成 $(N_{t,l}) / (I_o)$ 的倒数而无需如在图2中那样清楚地计算 I_o 。 $(I_{or,l}) / (I_o)$ 近似地等于从图4的导频能量计算电路86输出的 $(|P_l|^2) / (I_o)$ ，并等于 E_p / I_o ，如果 $E_p / I_{or} = 1$ ，其中， E_p 是如上所述的导频码元能量。

点积电路134用信号 y 取得信号 d （分别在公式（14）和（13）中的定义）的点积，并根据下列公式提供输出信号（Y）：

$$Y = \sum_{l=1}^L \frac{X_l P_l^*}{N_{t,l}} = Y_I + iY_Q \quad (15)$$

其中， L 是多径的总数； l 是计数器，并表示 L 多径的特定 l 路径； Y_I 表示所接收的数据信号的同相分量，而 Y_Q 表示所接收的数据信号的虚数正交分量。其它变量，即， X_l 、 P_l 和 $N_{t,l}$ 如公式（13）和（14）所给出。

DEMUX 136把公式（15）定义的输出 Y 的 I （ Y_I ）和 Q （ Y_Q ）分量选择切换到提供给统一化双最大值电路132的分立路径上，所述统一化双最大值电路132根据其把量度 $\hat{m}_I$ 和 $\hat{m}_Q$ 输出到图1所示的LLR电路46。

熟悉本技术领域的人员可以容易地构成用于构成本发明的所有电路元件和模块，诸如在图4所示的系统中所使用的那些元件和模块。

图5是帧活动控制（FAC）电路140的方框图，用于改善干扰能量（ N_t ）的估计值，并适用于图2所示的正确C/I和 N_t 估计电路12。

参考图2和5，可以在图2所示的C/I和 N_t 估计电路12中把FAC电路140插入LUT 88的输入处。FAC电路140接收从减法器电路80输出的 $N_{t,l}$ 以及从M一阵列沃尔什去覆盖器72输出的数据信道，以及第一乘法器82的输出，并输出 $N_{t,l}$ ，即， N_t^{Data} 的新估计值，它是在与某些基站在导频时间间隔期间传送而不是在数据时间间隔期间传送的情况相反的情况下修正的干扰（包括噪声）估

计值。在导频时间间隔期间传送的基站对与信道相关的和通过导频信号测量的噪声和干扰产生影响。如果某些基站在数据时间间隔期间不传送但是在导频时间间隔期间传送，则根据导频时间间隔期间估计的信道噪声和干扰将变得太大，即， $N_{t,data} < N_{t,pilot}$ 以及 $(C/I)_{data} < (C/I)_{pilot}$ 。

根据本发明的原理，基站传送的波形包括帧活动 (activity) 位 (FAC 位)。FAC 位向诸如图 1 所示系统 10 之类的移动站指示，是否在接着下一个半帧的半帧期间将发送相关导频信号的话务信道。例如，如果把 FAC 位设置成逻辑 1，则前向话务信道可以是无效的。如果清除 FAC 位，即，相应于逻辑 0，则相应的前向信道是无效的。在对于第 i 个基站的半帧 n 期间发送的 FAC 位 (即， $FAC_i(n)$) 指定下一个帧 (即，半帧 $(n+2)$) 的前向数据信道有效 (activity)。

FAC 位的使用改善了通信系统 (其中，某些基站在导频时间间隔期间发送信号而在数据时间间隔期间不发送信号) 中的 C/I 估计值。结果，FAC 位的使用使通过图 1 的速率/功率请求发生电路 44 的实施产生优越的数据速率控制。FAC 位的使用还有助于保证前向数据信道发送多达 8 个时隙是有效的，所述时隙是用半帧 $n+1$ 开始的，并且是根据通过 FAC 位考虑基站无效的数据速率控制消息的。

FAC 电路 140 根据下列公式从在数据时间间隔期间不发送信号的基站减去干扰的影响。

$$N_{t,i}^{Data} = N_{t,i}^{Pilot} - \sum_{j:j \neq i, FAC[j]=0} \hat{I}_{or,j} \quad (16)$$

其中， i 是基站的指数，即，正在估计 $N_{t,i}^{Data}$ 的扇区。 j 是计数器，它对于所计数的每个基站递增。 $N_{t,i}^{Data}$ 表示第 i 个多径分量的干扰能量，并与第 j 个基站的数据发送相关联。与此类似， $N_{t,i}^{Pilot}$ 代表第 i 个多径分量的干扰能量，并且与第 j 个基站的导频发送相关。 $\hat{I}_{or,j}$ 是从第 j 个基站接收到的所需要的信号分量的能量。

按照本发明的原理，熟悉本技术领域的人员可以容易地构造 FAC 电路 140 而无需过度的试验。

在导频时间间隔期间和进行干扰能量 N_t 的估计期间，与图 1 所示收发机系统 10 进行通信的所有基站是在满功率的情况下发送的。如果某个基站在导频时间间隔之前和之后的数据时间间隔期间是空闲的，则在存在大多径扩展时，

则在从其它基站来的导频信号的整个持续期期间里，可能不会接收到来自基站的干扰。为了避免造成 N_t 估计值的不正确，在导频脉冲串之前和之后以及在空闲数据时间间隔期间，基站发送空闲过渡带信号。空闲过渡带信号的宽度大于与信道相关联的预期的多径扩展。在一个较佳实施例中，可以把空闲过渡带信号的宽度配置成从码片最小宽度 0 到 128 个最大宽度。

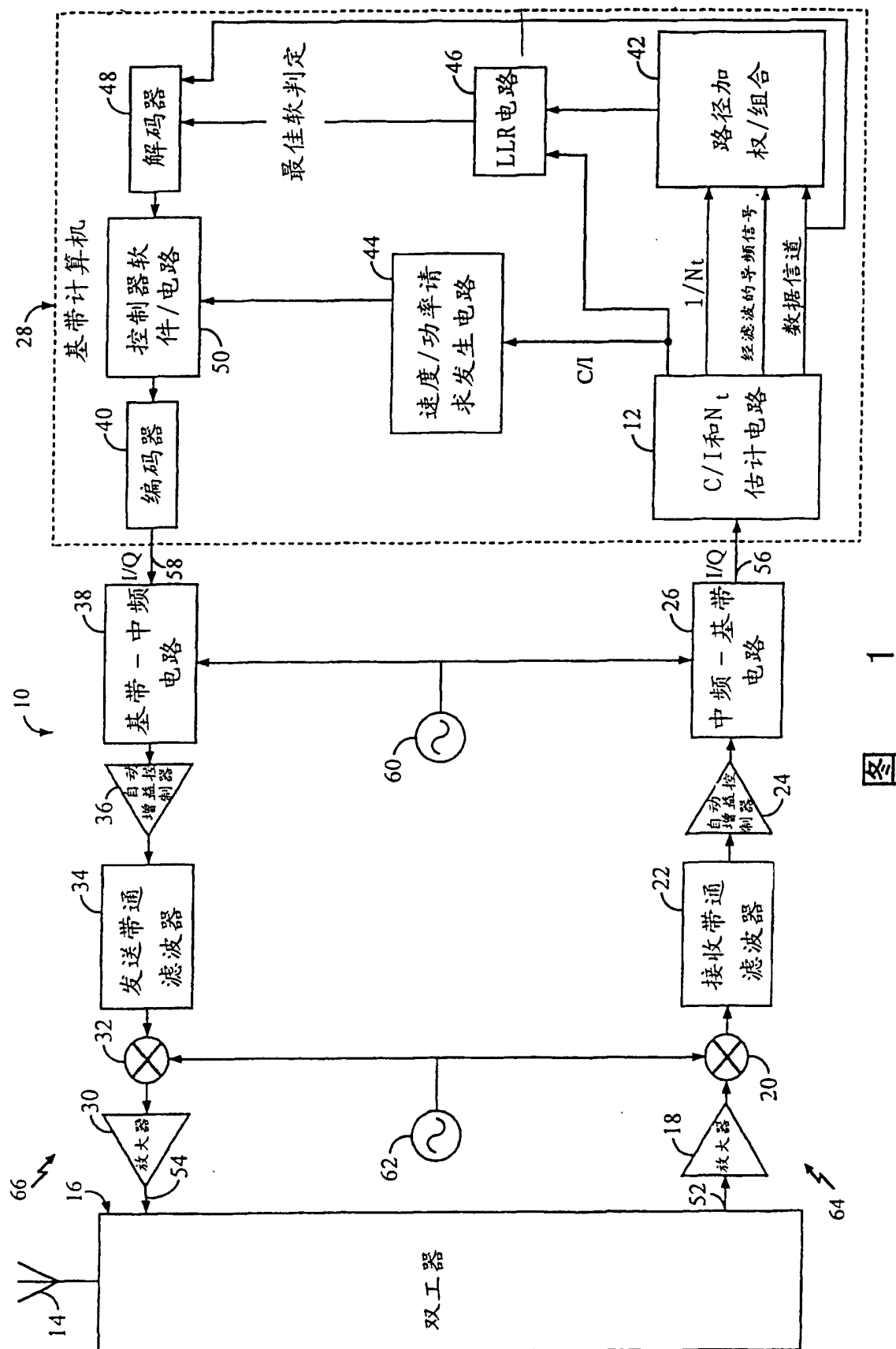
图 6 是示例时序，示出有效时隙 150 以及空闲时隙 152。在第一导频脉冲串 156 以及空闲时隙 152 期间示出导频过渡带 154。第一导频脉冲串 156 相应于有效时隙 150 期间的第二导频脉冲串 158。

在空闲时隙 152 中的第三导频脉冲串 160 之前和之后以及在有效时隙 150 中相应于第四导频脉冲串 162 的之前和之后还示出 FAC 信号 164，即，反向功率控制信道（RPC）信号。

图 7 是示例定时图，示出话务信道信号 170、导频信道信号 172、帧活动信号 174（FAC）以及图 6 的时隙的空闲信道过渡带信号 176。

至此，已经参照特定实施例描述了本发明。熟悉本技术领域和本发明原理的人员会理解，在本发明的范围内，还可以有另外的修改、应用和实施例形式。

因此，本发明的范围应当由所附的权利要求书来限定。



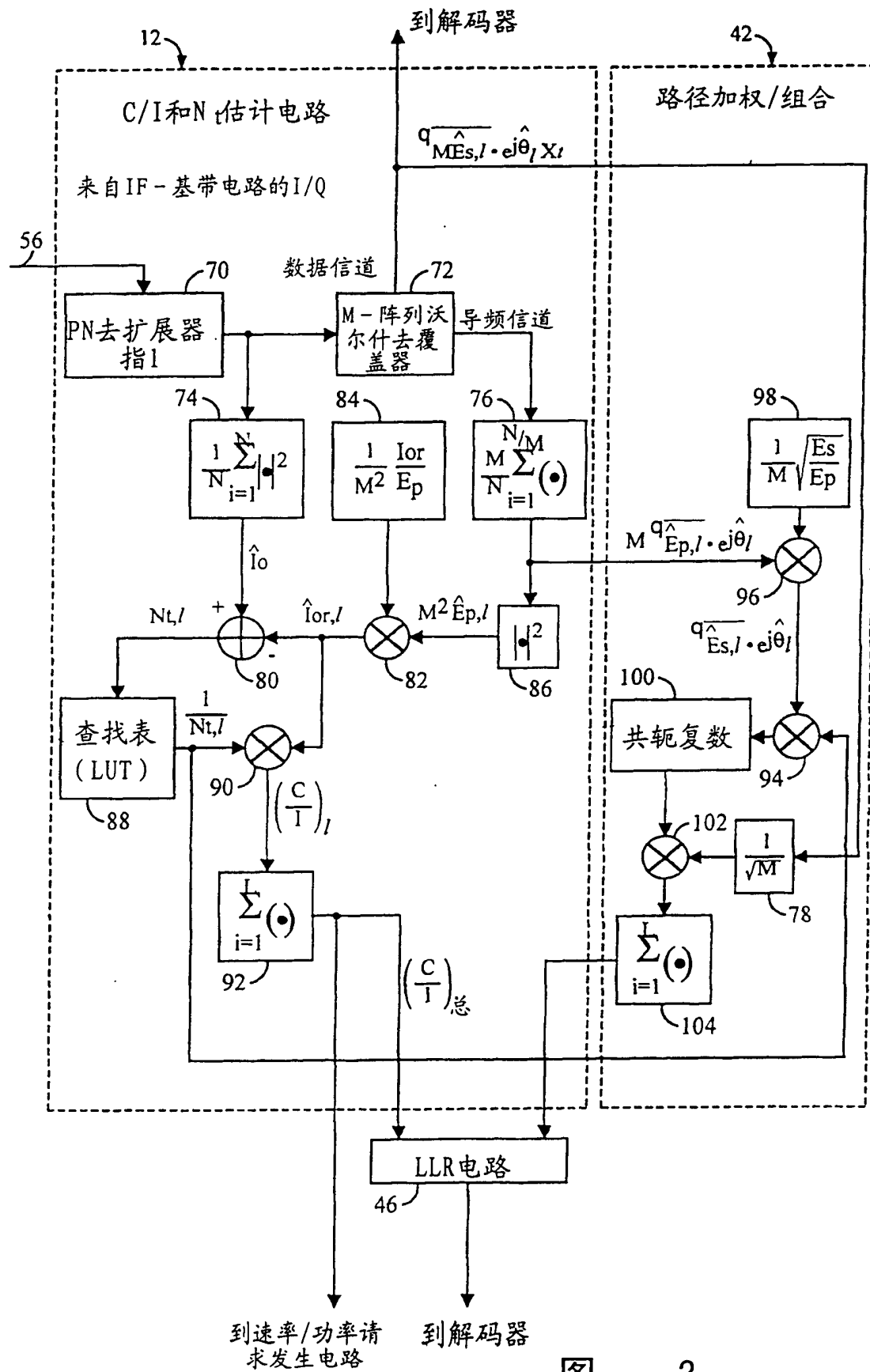


图 2

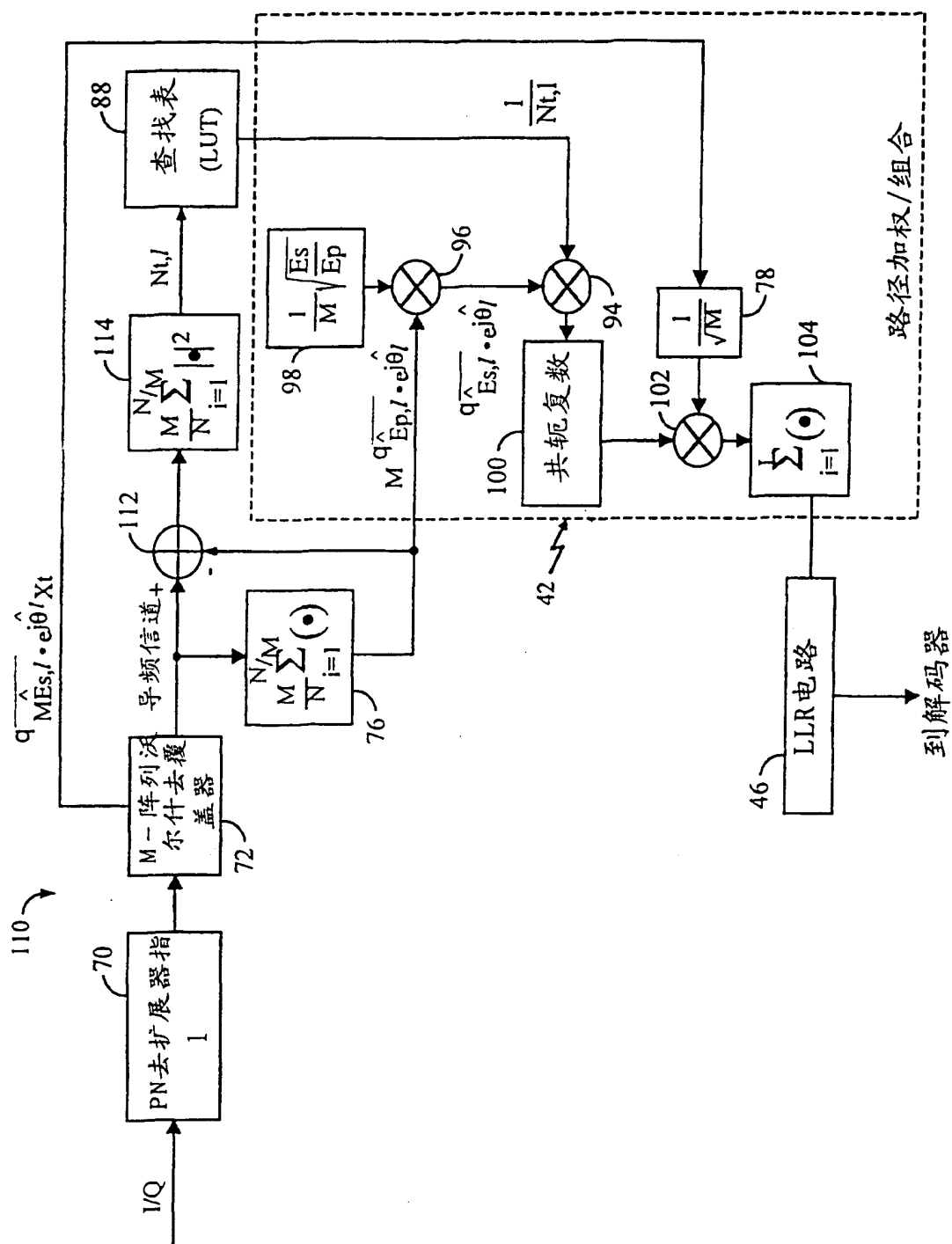


图 3

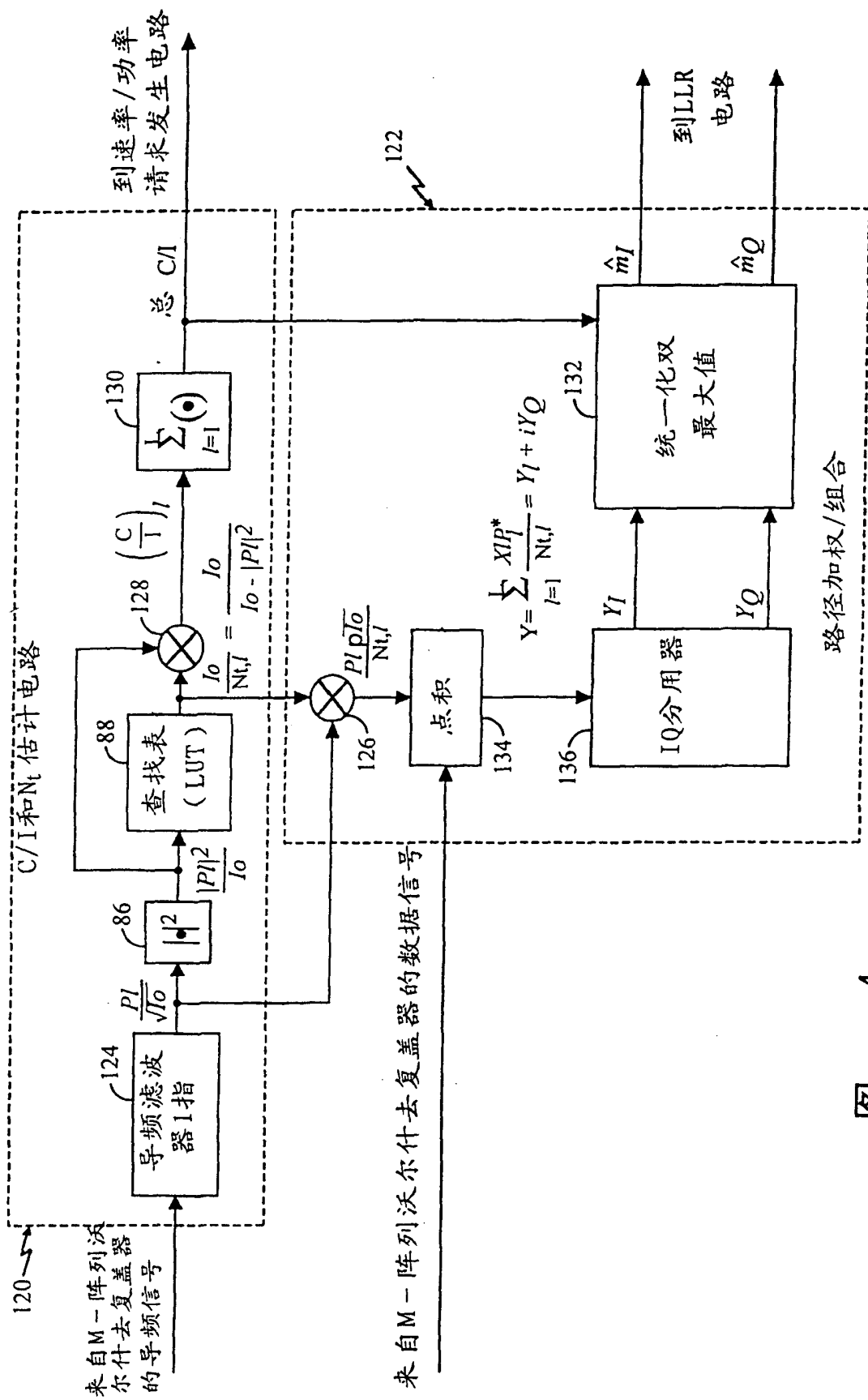


图 4

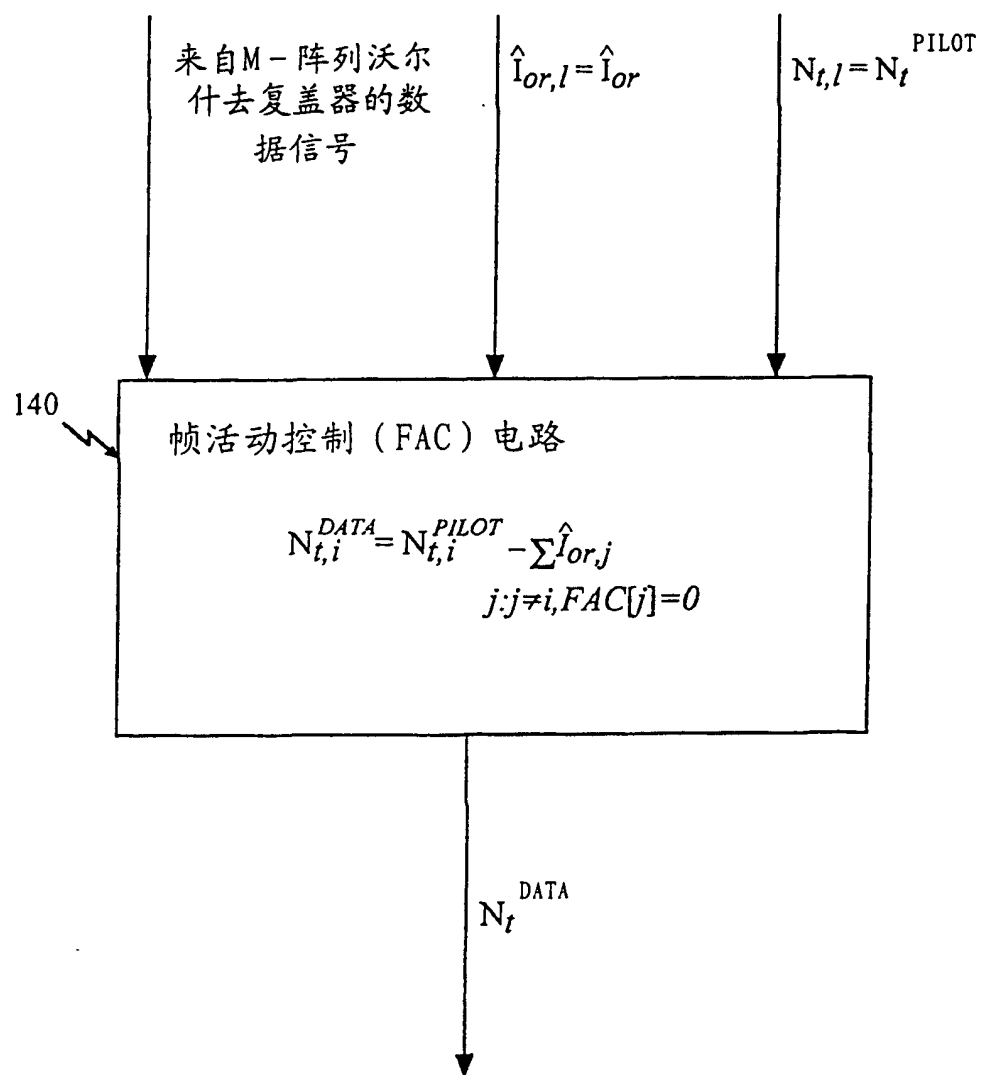


图 5

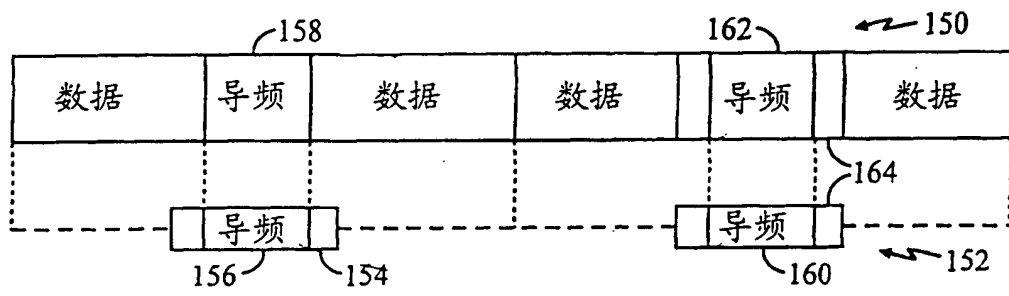


图 6

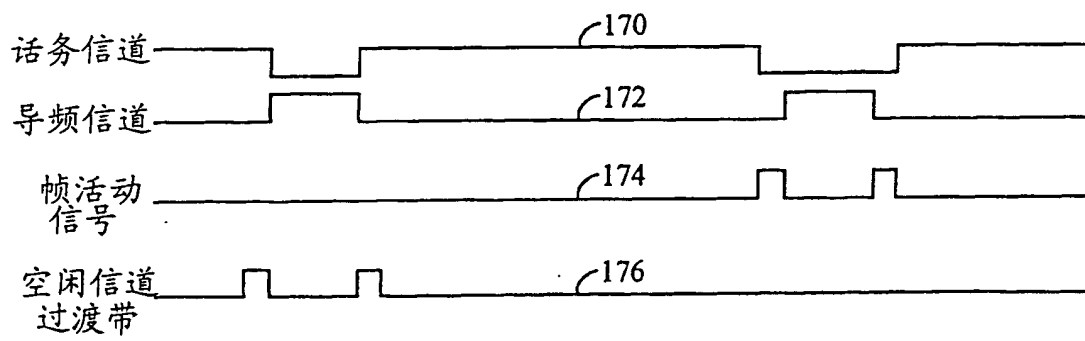


图 7